Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt
für Luft- und Raumfahrt e.V. (DFVLR)
Forschungszentrum Braunschweig
Zentralbibliothek
33 Braunschweig, Flughafen

3
83

Nachrichtentechnik Elektronik

38. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh.M.v.Ardenne, Prof.Dr.H.Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W. Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr.rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Inhalt

ISSN 0092-668X

Hälsig, C.
Der Selektor — Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 1 92

Möschwitzer, A.
Elektronische Eigenschaften skalierter MOS-Transistoren für VLSI-Schaltkreise 95

Münzer, B.-G.; Mohr, P.
Schneller AD-Umsetzer mit DMA-Eingabe für den Mikrorechner K 1520 99

Kissjov, J.
Steuerung des Standardinterfaces (SIF ESER) mit einem Mikrorechner. Teil 2 103

Vielhauer, P.
Mathematische Beschreibung der Signalwandlung durch lineare zeitinvariante Systeme 105

Möschwitzer, A.
Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 8 109

Harms, L.
Digitale Faltung mit zahlentheoretischen Methoden 113

Palm, R.
Autokorrelationsfunktion von Binärfolgen 116

Müller, E.
Bestimmung der kohärenten und inkohärenten Signalkomponenten stochastischer Empfangssignale aus experimentellen Daten 118

Zühlke, W.
Ist die Karhunen-Loeve-Transformation optimal? 121

Hoff, S. von; Böhmel, H.-J.
Haftfestigkeit von Settelschirmen 125

Leipziger Frühjahrsmesse 1983 126

Dissertationen 129

Buchbesprechungen 130

Der Selektor – Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 1

C. Hälsig, KDT, Kleinmachnow

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow

Deskriptoren: Bandfilter, Bauelement, Entropie, Evolution, Evolutionsoptimierung, Filter, Frequenzselektion

Das Bedürfnis nach umfassender Information und Kommunikation kennzeichnet unsere Zeit. Die Vielfalt von Nachrichten-Übertragungssystemen mit einer Flut gleichzeitig gesendeter und empfangener Signale hat zur Folge, daß die Qualität von Selektionsmitteln zur eindeutigen Trennung dieser verschiedenen Signale deutlich verbessert werden muß. Das betrifft die Übertragungssysteme nach dem Frequenzmultiplexverfahren ebenso, wie solche, die im Zeitmultiplexbetrieb arbeiten.

Die Entwicklung neuer selektiver Bauelemente, wie z.B. die digitalen und mechanischen Filter, bei denen die technischen Parameter (Übertragungseigenschaften, Stabilität, Zuverlässigkeit, Volumen) teilweise um mehrere Größenordnungen verbessert werden konnten, bestätigt diesen Trend. So gelang es, durch Verwendung von metallischen Speziallegierungen, den Einsatz von ein- und polykristallinen Materialien sowie die Ausnutzung vorteilhafter physikalischer Effekte mit der Entwicklung von Metallresonator-Filtern, monolithischen Filtern und akustischen Oberflächenwellenfiltern, moderne Selektionsmittel für die Nachrichten- und Meßtechnik bereitzustellen, die den anspruchsvollen neuen technischen und ökonomischen Forderungen voll gerecht werden.

Dieser Trend der Neu- und Weiterentwicklung von Selektionsmitteln ist jedoch nicht auf das spezielle Gebiet der Nachrichtentechnik beschränkt. Mit der Entwicklung neuer Disziplinen in Wissenschaft und Technik, mit dem Anliegen, ständig verfeinerte Analysen herstellen zu können, aber auch mit der Erhöhung der Stabilität dynamischer Systeme sowie der vielfältigen Vorgänge der Evolution ist die Entwicklung von Selektionsmechanismen und Selektionsmitteln aufs engste verbunden.

In den verschiedensten Bereichen der Wirklichkeit vollzieht sich die Entwicklung und der Einsatz von Selektionsmitteln ähnlich wie in der Nachrichtentechnik. Versucht man, diese Prozesse zu verallgemeinern, dann ist folgendes festzustellen:

1. Die Rolle und die Bedeutung selektiver Elemente und Systeme wird nur teilweise in ihrer umfassenden Wirkung erkannt.

2. Der Trend der beschleunigten Entwicklung von Selektionsmitteln ist nicht nur für die Nachrichtenübertragungstechnik relevant, sondern ist ein zwingendes Erfordernis der gesamtgesellschaftlichen Entwicklung unserer Zeit.

3. Die Selektionsvorgänge haben nicht nur grundsätzliche Bedeutung für die Stabilität dynamischer Systeme, sondern auch für deren Evolution, wie bereits von *Darwin* für den biologischen Bereich bewiesen werden konnte.

4. Es existiert keine einheitliche Beschreibung der verschiedenen selektiven Wirkungen im Sinne einer Theorie selektiver Systeme. Die Analogie verschiedenster Selektionsvorgänge und ihre grundsätzliche Bedeutung verlangen jedoch eine einheitliche Darstellung unter kybernetischem Aspekt. Da zwischen den Selektionsvorgängen der Nachrichtentechnik, ihrer Entwicklung, ihren Erfordernissen und ihrer Modellierung bedeutende Zusammenhänge mit Selektionsvorgängen anderer Bereiche der Wirklichkeit bestehen, können sie auch einheitlich beschrieben werden.

1. Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik

1.1. Entwicklungsstand mechanischer frequenzselektiver Bauelemente

Für Nachrichtenübertragungssysteme der Analogtechnik sind frequenzselektive Bauelemente von entscheidender Bedeutung. Sie bestimmen in der Regel das Prinzip und die spezielle Ausführungsform der Gerätetechnik. So wird beispielsweise in der Trägerfrequenztechnik das Frequenzaufbereitungsschema der Kanalumsetzung je nach Art des vorhandenen Kanalfilters festgelegt (Vorgruppenmodulation, Direktmodulation oder Vormodulationsprinzip bei verschiedenen Frequenzlagen). Für den kommerziellen und UKW-Funk gilt ähnliches.

Bis Ende der fünfziger Jahre wurden die Selektionsaufgaben durch elektrische frequenzselektive Bauelemente im allgemeinen zufriedenstellend gelöst. Dabei wurden sowohl Schwingkreise aus konzentrierten *LC*-Bauelementen als auch mit verteilten induktiven und kapazitiven Komponenten (z.B. Topfkreise, elektrische Leitungen) verwendet, die je nach Erfordernis zu mehrkreisigen elektrischen Filtern zusammengeschaltet wurden. Für sehr hohe Forderungen bezüglich Selektion und Stabilität war es üblich, Einzelschwingquarze oder aus diesen Bauelementen zusammengesetzte Filter zu verwenden.

Die ständig steigenden technischen und ökonomischen Forderungen an die Selektionsbauelemente konnten jedoch aus physikalischen und technischen Gründen mit der Zeit in *LC*-Technik nicht mehr erfüllt werden. Ein Ausweg ist die Ausnutzung hervorragender mechanischer Schwingeigenschaften spezieller Materialien zur Frequenzselektion in elektrischen Schaltungen.

Wenn man berücksichtigt, daß Bauelemente sowohl mit konzentrierten als auch verteilten Parametern verwendet werden können, bereitet es zwar keine prinzipiellen Schwierigkeiten, elektrische Schwingkreise bei beliebigen Frequenzen aufzubauen, aber Schwinggüte, Stabilität, Miniaturisierungsgrad und Ökonomie dieser elektrischen frequenzselektiven Bauelemente sind für viele Anwendungszwecke völlig unzureichend. Das wird im einzelnen durch folgende Gegenüberstellung deutlich:

1.1.1. Selektion

Das Übertragungsverhalten eines reinen Kopplungsfilters wird in Abhängigkeit von der normierten Frequenz Ω durch die normierten Kopplungsfaktoren $\varkappa_{\mu\nu}$ und Dämpfungen δ_μ bestimmt, d.h.,

$$T(p) = \varphi(\Omega, \varkappa_{\mu\nu}, \delta_\mu), \tag{1}$$

wobei aus dem Übertragungsfaktor $T(p)$ eines m-kreisigen Kopplungsfilters nach

$$T(p) = \frac{F(p)}{G(p)} = \frac{\sum_{N=0}^{n} a_N p^N}{\sum_{N=0}^{m} b_N p^N}, \tag{2}$$

$G(p)$ *Hurwitz*-Polynom, $F(p)$ reelles Polynom ($n \leqq m$), die Gleichung

$$b_{m-1} = \sum_{\mu=1}^{m} \delta_\mu \tag{3}$$

folgt [1].

Mit der Approximation einer geforderten Frequenzcharakteristik $G(p)$ liegt der Polynomkoeffizient b_{m-1} fest, so daß sich aus der Bedingung der Gl. (3) für die zu realisierende Schwinggüte der m Schwingkreise die Bedingung

$$Q > Q_{\text{Approx}} \tag{4}$$

ergibt, wenn Q_{Approx} der aus Gl. (3) errechnete Grenzwert ist.

Da für elektrische Schwingkreise Güten von 200 mittlere und 500 bereits höchste Werte sind, die aus physikalischen Gründen nicht wesentlich erhöht werden können, sind die Bandbreite und die Selektionswerte der elektrischen Frequenzfilter stark begrenzt. So können extrem schmalbandige Filter und Filter mit

hohen Flankensteilheiten nicht realisiert werden. Dagegen haben spezielle, mechanisch schwingende Materialien (metallische Speziallegierungen, Einkristalle) mittlere mechanische Schwinggüten von 20000 bis 50000, durch die völlig neue Realisierungsmöglichkeiten gegeben sind.

1.1.2. Temperaturkoeffizient

Verringerter Kanalabstand und verschärfte Betriebsbedingungen erfordern hohe zeitliche und thermische Stabilität der Filter. Die Temperaturstabilität elektrischer Schwingkreise kann jedoch nur durch zusätzlichen Aufwand bedeutend verbessert werden (z.B. durch Regelschaltungen mit Frequenznormalen oder Temperaturstabilisierung der Geräteteile). Einem Richtwert des Temperaturkoeffizienten der Resonanzfrequenz von $TK_f = 10^{-4}/\mathrm{K}$ bis $10^{-5}/\mathrm{K}$ für elektrische frequenzselektive Bauelemente stehen mindestens Werte von $TK_f = 10^{-6}/\mathrm{K}$ bis $10^{-7}/\mathrm{K}$ für mechanische frequenzselektive Bauelemente gegenüber, so daß durch den Einsatz mechanischer Schwinger die Stabilitätseigenschaften entscheidend verbessert werden können.

1.1.3. Volumen

In der Elektronik ist es in den letzten Jahrzehnten gelungen, speziell durch die LSI- bzw. VLSI-Technik Miniaturisierungen der Bauelemente um mehrere Größenordnungen zu erreichen. Während die Miniaturisierung von Kondensatoren mit kleinen Kapazitätswerten direkt bzw. durch Ausnutzung kapazitiver Eigenschaften anderer miniaturisierter Bauelemente noch möglich ist, bereitet die Miniaturisierung von Spulen oder die Erzeugung induktiver Komponenten auf kleinstem Raum erhebliche Schwierigkeiten.
Durch den Einsatz von mechanischen Schwingern kann dagegen den Forderungen der Gerätetechnik nach extremer Miniaturisierung in hohem Maße entsprochen werden. Völlig neue Möglichkeiten ergeben sich dabei durch die Anwendung der Mikroelektroniktechnologie zur Herstellung mikroakustischer Bauelemente unter Ausnutzung akustischer Oberflächenwellen (AOW).

1.1.4. Ökonomie

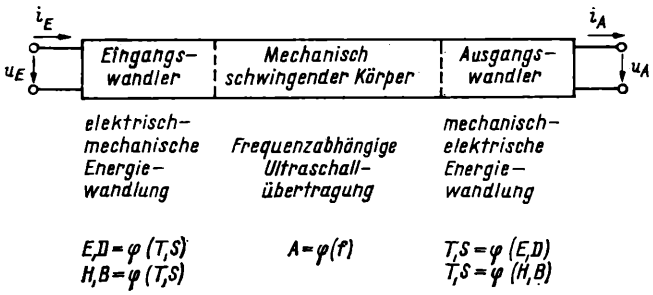
Die volkswirtschaftliche Bedeutung neuer Techniken wird in entscheidendem Maße von der Ökonomie bestimmt. Der Effektivität des Einsatzes neuer Bauelemente kommt eine Schlüsselstellung zu. Dabei sind nicht nur die Herstellungskosten, Rationalisierungsmöglichkeiten, Materialeinsatz und Leistungsbilanz beim Hersteller, sondern auch der Einfluß auf die Kosten beim Anwender bedeutungsvoll (Gerätekonzept, Zuverlässigkeit, Montage, Abgleich, Service u. dgl.). Hinzu kommt die bedeutende Forderung nach Einsparung von Arbeitskräften durch Einführung neuer Techniken.
So lassen sich durch den Einsatz neuer frequenzselektiver Bauelemente hohe ökonomische Effekte erzielen (z.B. Kosteneinsparung um über 50% (!) durch monolithische Quarzfilter). Während die Wickeltechniken zur Herstellung von Spulen sehr arbeitszeitaufwendig sind und eine Automatisierung nicht möglich bzw. mit unvertretbar hohem Aufwand verbunden ist, bietet die Herstellung mechanischer frequenzselektiver Bauelemente eine Reihe günstiger Rationalisierungsmöglichkeiten.
Die Geräteindustrie stellt aus eingangs genannten Gründen hohe Forderungen an die frequenzselektiven Bauelemente. Das betrifft besonders

— höchste Selektionswerte im Sperrbereich und extreme Flankensteilheit
— geringe Amplituden- und Phasenverzerrungen im Durchlaßbereich bei niedriger Betriebsgrunddämpfung
— extreme Schmalbandigkeit

Tafel 1. Eigenschaften elektrischer und mechanischer Schwingkreise (stark verallgemeinert)

	Frequenzselektion	
	elektrisch (*LC*-Kreis)	mechanisch (Resonator)
Güte	500 (100)	500000 (20000)
Temperaturkoeffizient der Resonanzfrequenz	10^{-4}/K ($5 \cdot 10^{-4}$/K)	10^{-7}/K (10^{-6}/K)
Volumen	1 cm³/Kreis (5 cm³/Kreis)	1 mm³/Kreis (500 mm³/Kreis)
Herstellung	hoher manueller Arbeitsaufwand	mechanisiert oder teilautomatisiert

Bild 1. Prinzip der mechanischen Frequenzselektion



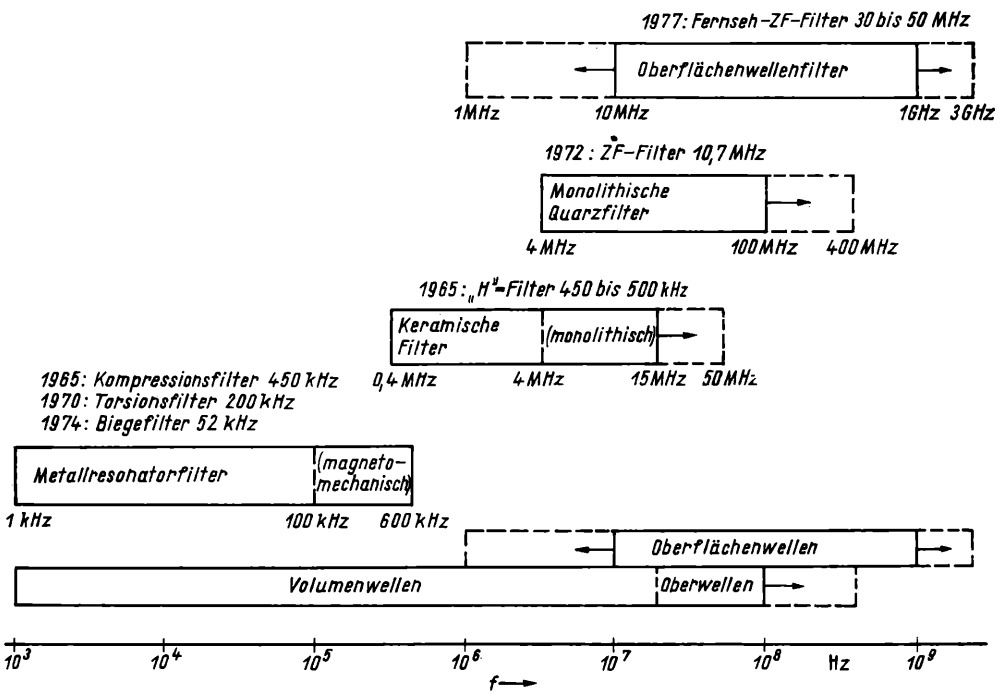


Bild 2. Optimale Frequenzlagen der mechanischen frequenzselektiven Bauelemente

— höchste Konstanz des Übertragungsverhaltens
— hohe mechanische und klimatische Stabilität sowie Zuverlässigkeit
— extreme Miniaturisierung
— niedrige Kosten durch preisgünstige Bauelemente und vorteilhafte Einsatzbedingungen (kein Abgleich, Konzentration der Selektion in einer Stufe, rationelle Montage, Freizügigkeit in der Wahl der Abschlußimpedanzen u. dgl.).

Wie gezeigt, sind diese anspruchsvollen Forderungen mit herkömmlichen Mitteln der elektrischen Frequenzselektion nicht erfüllbar, und deshalb mußten international grundsätzlich neue Möglichkeiten der Frequenzselektion gesucht werden. Mit der Entwicklung mechanischer frequenzselektiver Bauelemente ist ein Durchbruch zur Realisierung oben genannter Forderungen in ausgezeichneter Weise gelungen.

Die Vorteile

— der besseren Selektionseigenschaften
— des geringen Volumens
— der höheren Stabilität und Zuverlässigkeit
— der niedrigen Kosten
beruhen vor allem
— auf dem Einsatz von Materialien mit besten mechanischen Schwingeigenschaften
— auf der Anwendung neuer, technologisch und damit ökonomisch günstiger Herstellungsverfahren
— auf der Möglichkeit einer neuen konstruktiven, besonders stark miniaturisierten Bauelementegestaltung.

In Tafel 1 sind zusammenfassend die Eigenschaften elektrischer und mechanischer Schwingkreise gegenübergestellt. Dabei ist zu beachten, daß es sich um typische Werte handelt, die nicht für alle frequenzselektiven Bauelemente gleichermaßen gelten (mittlere Werte in Klammern). Sie verdeutlichen aber die neuen Möglichkeiten der mechanischen Frequenzselektion gegenüber bisher verwendeten elektrischen Selektionsmitteln.
Bei der Beurteilung dieser Entwicklung erscheint wesentlich, daß im Interesse ausgezeichneter Selektionseigenschaften der Nachteil der Energiewandlung in Kauf genommen wird. Da sich die spezielle Selektionsaufgabe im eigentlichen Wirkungsbereich (elektrische Energie) nicht lösen läßt, erfolgt eine „Transformation" in einen Bereich, in dem die entsprechenden Selektionsmöglichkeiten gegeben sind (Bild 1).
Mit diesem Grundprinzip eroberten sich die mechanischen frequenzselektiven Bauelemente innerhalb von zwei Jahrzehnten ein Frequenzgebiet von etwa 1 kHz bis zu einigen GHz. In Bild 2 sind neben den optimalen Frequenzbereichen für die einzelnen Erzeugnisgruppen die Jahreszahlen für den Beginn der Großserienfertigung eingetragen.
Diese Filter fanden in den Geräten der Nachrichtentechnik eine breite Anwendung. So wurden [2]

— mechanische Kanal-, Signal- und Trägerfilter für die Trägerfrequenztechnik entwickelt und in Großserienfertigung für die modernsten TF-Systeme der Welt hergestellt
— monolithische Quarzfilter mit ausgezeichneten Parametern für Sprechfunktechnik, Meßtechnik und auch Trägerfrequenztechnik eingeführt
— keramische Filter vorteilhaft für ZF-Filter in Konsumgüter an Stelle von *LC*-Filtern serienmäßig eingesetzt
— magnetomechanische Filter für den kommerziellen Funk (Verwendung seit Beginn der Anwendung mechanischer Frequenzselektion in der Nachrichtenübertragung) unentbehrlich und für spezielle Aufgaben der Meßtechnik weiterentwickelt
— die Grundlagen für die Entwicklung und Herstellung von akustischen Oberflächenwellen-Bauelemente (AOW-Filter) für die Konsumgüterindustrie (z. B. Fernseh-ZF-Filter, UKW-Filter) und kommerzielle Technik (z. B. ZF-Filter, Optimalfilter, Dispersionsfilter) geschaffen.

Wie bereits in Bild 2 angedeutet, werden diese Selektionsmittel in den nächsten Jahrzehnten noch weiter entwickelt.
Die Arbeiten konzentrieren sich dabei vor allem auf

— Erhöhung der Frequenzlage
— Verbesserung der Selektionseigenschaften
— Vergrößerung des Bandbreitenspektrums
— Miniaturisierung und Integration

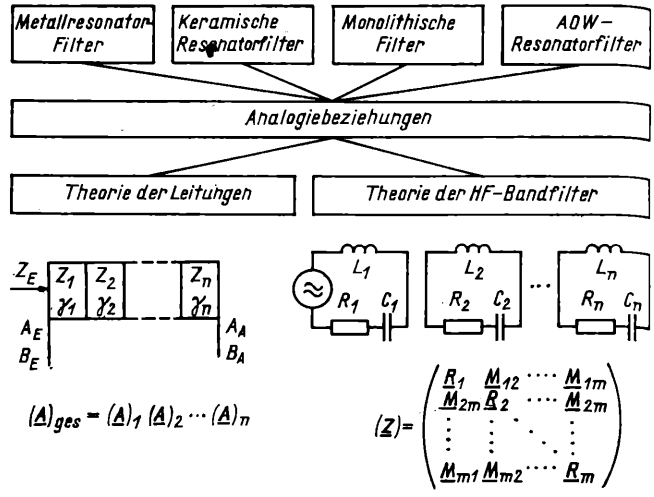


Bild 3. Einheitliche theoretische Grundlagen zur Beschreibung verschiedenster Realisierungsformen

— Verwendung neuer bzw. verbesserter Substratmaterialien, einschließlich Schichtsysteme
— Einführung neuer konstruktiver und technologischer Lösungen.

So ist trotz hohem Entwicklungsniveau in den nächsten Jahren mit weiteren technischen und ökonomischen Fortschritten in der Erzeugnisgruppe mechanischer frequenzselektiver Bauelemente zu rechnen.

1.2. Theoretische Grundlagen und Verallgemeinerungen

Die Ausführungen zur Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik zeigen die stürmische und dynamische Entwicklung von Selektionsmitteln für den Vorgang der Frequenztrennung. Die objektiven Erfordernisse zwangen in kürzesten Zeiten zur Entwicklung völlig neuer und auch sehr unterschiedlicher Bauelemente. Dagegen wurde versucht, alle neuen Prinzipien auf einheitliche theoretische Grundlagen zurückzuführen.
Das Grundanliegen der Theorie neuer frequenzselektiver Bauelemente besteht darin, die Entwurfsprinzipien der einzelnen Erzeugnisgruppen auf bekannte theoretische Grundlagen der *LC*-Technik zurückzuführen. So bilden — mit Ausnahme der Dimensionierung von AOW-Transversalfiltern — die Theorie der Hochfrequenz-Bandfilter und die Theorie der Leitungen die theoretischen Grundlagen für den Entwurf (Bild 3). Voraussetzung für eine solche Verfahrensweise ist die ausreichende theoretische Beschreibung der Analogiebeziehungen zwischen mechanischem und elektrischem Wirkungsbereich.
Der einheitliche Gesichtspunkt bei der Anwendung der Theorie der Leitungen besteht darin, die miteinander mechanisch verbundenen frequenzselektiven Elemente durch den jeweiligen akustischen Wellenwiderstand Z und die Ausbreitungskonstante γ zu beschreiben und das frequenzselektive Gesamtverhalten aus der Kettenschaltung der $\underline{A}$-Matrizen der einzelnen Leitungsabschnitte in bekannter Weise zu berechnen.
Wird die Theorie der Hochfrequenzbandfilter zur theoretischen Beschreibung der mechanischen Filteranordnung verwendet, dann ist die Ersatzschaltung auf Ersatzgrößen konzentrierter elektrischer Schaltelemente bzw. auf die Impedanzwerte der Schwingkreise und deren Verkopplungsparameter zurückzuführen. Mit der Impedanzmatrix $(\underline{Z})$ ist das Übertragungsverhalten eindeutig bestimmt und nach Gl. (2) berechenbar. Damit sind die bekannten Syntheseverfahren elektrischer Filter auch für die Dimensionierung mechanischer Filter anwendbar. Wie *Frühauf* und *Trzeba* in [1] gezeigt haben, läßt sich wiederum die Synthese dieser Vierpole auf das Problem der Zweipolsynthese zurückführen.
Es ist demnach eine einheitliche theoretische Beschreibung der elektrischen und mechanischen Frequenzselektion gegeben. So gilt beispielsweise wie beim elektrischen HF-Bandfilter für mechanische Kopplungsfilter, daß

— ein reines Kopplungsfilter bei gleichen Resonanzfrequenzen der Kreise

– ein Polynomfilter bei ausschließlicher Anwendung von Grundkopplungen (Einkopplung im Kreis $N = 1$, Auskopplung im Kreis $N = m$)
– ein allpaßhaltiges Filter durch Einfügen von Umwegkopplungen
vorliegen und bei Auskopplung der Energie aus einem Kreis $N < m$ Nullstellen des Übertragungsfaktors in der abgeschlossenen linken Halbebene der komplexen Frequenzebene auftreten [Grad des Zählerpolynoms (Lastkreise): $m - N$].

Die Besonderheiten ergeben sich lediglich aus den speziellen Eigenschaften eingesetzter Materialien (z. B. Vernachlässigung der Eigenverluste) oder Funktionsprinzipien (z. B. Realisierung von Verstimmungsfiltern).
Die Betrachtungen zur Entwicklung der Frequenzselektion und die einheitliche theoretische Darstellung sehr unterschiedlicher frequenzselektiver Bauelemente lassen folgendes erkennen:

1. Frequenzselektive Bauelemente sind von grundsätzlicher Bedeutung für die analoge Nachrichtenübertragung, da sie die Qualitätsmerkmale des Systems wesentlich bestimmen.

2. Objektive Erfordernisse führen zu einer stürmischen Entwicklung neuer Selektionsmittel und damit zu einer qualitativen Verbesserung des Selektionsvorgangs.

3. Das Selektionsproblem konnte im Prinzip nur durch eine geeignete „Transformation" (Energiewandlung) zufriedenstellend gelöst werden.

4. Neue physikalische Wirkprinzipien, konstruktive und technologische Lösungen ermöglichen, mit Hilfe einer Vielfalt von Neuentwicklungen einen breiten Frequenz- und damit Anwendungsbereich zu erschließen.

5. Die Eigenschaften der verschiedenen Bauelemente zur Frequenzselektion lassen sich einheitlich beschreiben und auf gleiche theoretische Grundlagen zurückführen.

Durch diese Bewertung drängt sich unmittelbar die Frage auf, ob in anderen Bereichen die Selektionsmittel ähnliche Bedeutung haben, sich gleichartige Entwicklungen vollziehen und Analogien zur einheitlichen theoretischen Beschreibung und Begriffsbildung des Selektionsvorgangs zu finden sind.

(Wird fortgesetzt.)

Eingegangen am 13. April 1982 NaA 8895

Literatur

[1] *Frühauf, H.; Trzeba, E.:* Synthese und Analyse linearer Hochfrequenzschaltungen. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft 1964
[2] *Hälsig, C.:* Mechanische Frequenzselektion – Entwicklungsstand und Perspektive. Nachrichtentech., Elektron., 27 (1977) 1, S. 10–13

Dr. sc. techn. *Christian Hälsig*, VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow, 1530 Teltow, Ernst-Thälmann-Str. 10

Elektronische Eigenschaften skalierter MOS-Transistoren für VLSI-Schaltkreise

A. Möschwitzer, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: MOS-Schaltkreise, VLSI-Technik, Skalierung, Computersimulation, Mikroelektronik

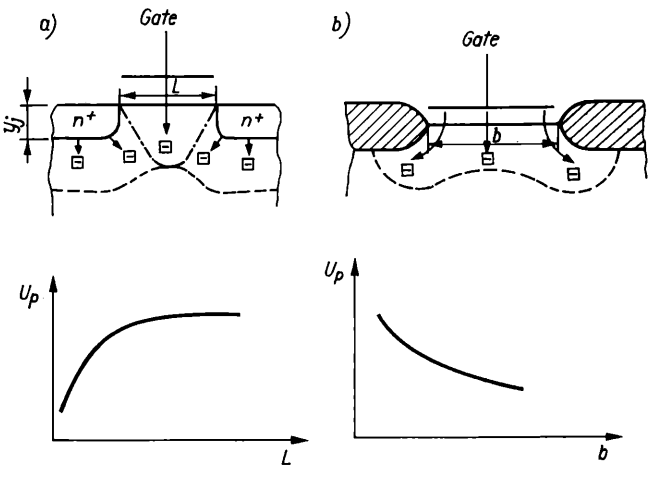
Die elektronischen Eigenschaften von MOS-Transistoren mit Kanallängen kleiner als 3 µm werden im folgenden untersucht. Dabei stehen weniger physikalisch-theoretische Überlegungen und Analysen möglicher Grenzwerte im Vordergrund als vielmehr die ingenieur-technischen Untersuchungen realer KMOST-Strukturen, wie sie in den nächsten 10 Jahren für VLSI-Schaltkreise in Frage kommen. Solche Strukturen haben minimale Strukturgrößen zwischen 0,1 µm und 2 µm und liegen dabei noch (weit) entfernt von „physikalischen" Grenzwerten. Sie haben aber elektrische Eigenschaften, die zum Teil erheblich von den klassischen Eigenschaften abweichen, die MOS-Transistoren mit großen Abmessungen haben. Kernstück für die Analyse dieser Eigenschaften sind die mehrdimensionale numerische Simulation und experimentelle Resultate.
Mit diesen Methoden werden die Schwellspannung, die Strom-Spannungs-Kennlinien, das Subthresholdverhalten (Weak-Inversion und Punch-Through) sowie die daraus abgeleitete reale Skalierungstheorie behandelt.
Auch besondere Probleme beim Schaltungsentwurf, wie Einfluß der Signalverzögerung auf Leitungen und die Notwendigkeit der Redundanz zur Ausbeuteerhöhung, werden kurz diskutiert.

1. Einflüsse, die die elektrischen Eigenschaften von MOS-Transistoren für VLSI-Schaltkreise bestimmen

Für VLSI-Schaltkreise – das sind Schaltkreise mit mehr als 30000 Einzelbauelementen – werden MOS-Transistoren mit minimalen Kanallängen von $L \leqq 2$ µm eingesetzt (Kurzkanal-MOS-Transistor, KMOST). Man rechnet beispielsweise 1985 mit der Verwendung von KMOST mit Kanallängen von etwa 1 µm in kommerziell verfügbaren VLSI-Schaltkreisen [1].

– Im weiteren Verlauf der technischen Entwicklung werden nach 1985 diese Größen noch unter 1 µm gesenkt werden und bei einigen Zehntel Mikrometer ihren Grenzwert haben [2].
– Im gleichen Maße wie diese Layoutentwurfsmaße werden auch die vertikalen Abmessungen skaliert. Das betrifft besonders die Gateoxiddicke d_i, die bei den gegenwärtigen VLSI-Technologien 30 bis 50 nm beträgt und in Zukunft auf 20 nm, in Sonderfällen auf 10 nm sinken wird. Auch die Tiefen der Source- und Draingebiete werden von gegenwärtig $y_j = 0{,}4$ bis 0,8 µm auf 0,1 bis 0,2 µm skaliert werden.
Eine Skalierung der Substratdotierung N_B wird aber nicht in gleichem Maße vollzogen werden, um z. B. den Body-Effekt und die Kapazitäten gegen Substrat (dynamisches Verhalten) nicht

Bild 1. *a)* Erklärung des Schwellspannungszusammenbruchs bei Verkleinerung der Kanallänge, *b)* Erklärung der Schwellspannungserhöhung bei Verkleinerung der Kanalbreite



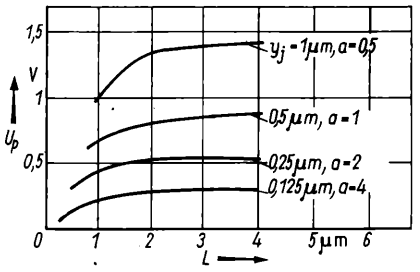


Bild 2. Verschiebung des Schwellspannungszusammenbruchs zu kleineren Kanallängen bei Skalierung der Drain- und Sourcetiefe, der Substratdotierung und der Oxiddicke [17]

a	0,5	1	2	4
N_B/cm³	$7{,}5 \cdot 10^{15}$	$1{,}5 \cdot 10^{16}$	$3 \cdot 10^{16}$	$6 \cdot 10^{16}$
d_i/nm	140	70	35	17,5

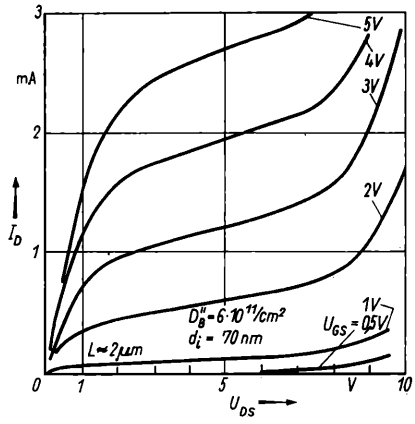


Bild 3. Typische experimentelle Strom-Spannungs-Kennlinien von Kurzkanal-MOS-Transistoren

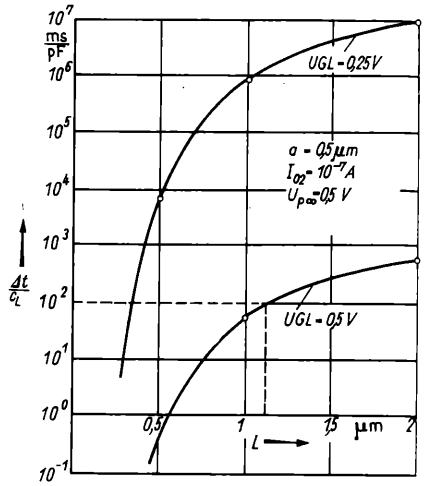


Bild 4. Zusammenbruch der Speicherzeit bei dynamischen Schaltungen durch Weak-Inversion-Leckströme

unzulässig zu erhöhen. Zur Einstellung der Schwellspannung und Verhinderung des Punch-Through-Effekts (Spannungsfestigkeit) werden mehrfach implantierte Strukturen verwendet.

— Bei den horizontalen und vertikalen Dimensionen der Funktionsräume von $> 0{,}1$ µm kann das elektrische Verhalten der KMOST noch mit den makroskopischen Gleichungen der Halbleiterelektronik [3] analysiert werden, da diese noch groß gegen die mittlere freie Weglänge in Silizium sind.

Bei sehr hohen Feldstärken (MV/cm) müssen sie zur Einbeziehung von Sondereffekten wie Tunnel- und Heißelektronenefekte ergänzt werden [4].

— Bedingt durch die sehr kleinen vertikalen und lateralen Abmessungen und die komplizierten Störstellenprofile haben die Randbedingungen einen so großen Einfluß auf das Verhalten, daß nur eine örtlich mindestens zweidimensionale Analyse praxisnahe Ergebnisse liefert.

— Mit der Verkleinerung der Dimensionen nehmen Strukturinhomogenitäten wie Fluktuationen im Störstellenprofil und Metalleinlagerungen (metal precipitates) zunehmend Einfluß.

2. Elektrische Eigenschaften von KMOS-Transistoren

2.1. Schwellspannung

Durch den wachsenden Einfluß von Randfeldern sinkt die Schwellspannung mit sinkender Kanallänge (Kurzkanaleffekt) und steigt mit sinkender Kanalbreite (Schmalkanaleffekt), was in den Bildern 1*a*) und 1*b*) veranschaulicht ist. Bei kurzen Kanälen (Bild 1*a*) greifen Feldlinien von den Drain- und Sourcegebieten in die Raumladungszone unter dem Gate ein und verringern den Feldanteil dieser Raumladungen, der mit dem Gate gekoppelt ist; das zeigt sich in einem Sinken der Schwellspannung mit sinkender Kanallänge (bei langen Kanälen spielt das keine Rolle, weil der relative Anteil der Randfelder klein ist). Bei schmalen Kanälen (Bild 1*b*) greifen Feldlinien vom Gate unter das Feldoxid und vergrößern damit die Raumladung, die mit dem Gate über Feldlinien gekoppelt ist, was zu einer Erhöhung der Schwellspannung führt (bei breiten Kanälen spielt das keine Rolle, da der relative Anteil der Randfelder klein ist). Da der Effekt der Schwellspannungserhöhungen bei schmalen Kanälen und der Schwellspannungserniedrigung bei kurzen Kanälen gerade gegenläufig sind, könnte man annehmen, daß sich beide bei gleichzeitiger Skalierung von Kanallänge L und Kanalbreite b zumindest teilweise kompensieren. Durch dreidimensionale Simulation wurde aber gefunden [5], daß das nicht so ist. Vielmehr überwiegt der Kurzkanaleffekt.

Der Schwellspannungszusammenbruch bei kleinen Kanallängen ist sehr ungünstig, z. B. auch schon deshalb, weil in diesem Bereich die Schwellspannung bei fertigungsbedingten Kanallängenschwankungen ebenfalls stark schwankt. Deshalb muß bei der Konstruktion des KMOST dafür gesorgt werden, daß der Bereich des Schwellspannungszusammenbruchs bei möglichst kleinen Kanallängen liegt. Eine wirksame Maßnahme in dieser Hinsicht ist die Verkleinerung der Drain- und Sourcetiefen y_j. Durch zweidimensionale Simulation mit dem Simulationsprogramm ZANMOS [6] wurden die in Bild 2 gezeigten Verläufe gewonnen, die die Verschiebung des Schwellspannungszusammenbruchs zu kleineren Kanallängen bei Skalierung der Tiefe y_j und einiger anderer Parameter (Substratdotierung N_B, Oxiddicke d_i) zeigen.

Infolge des Eingreifens von Feldlinien der Drain- und Sourcegebiete in die Raumladungszone unter dem Kanal (s. Bild 1*a*) ergibt sich auch eine Abhängigkeit der Schwellspannung von der Drainspannung U_{DS} und zwar so, daß die Schwellspannung mit wachsender Drainspannung sinkt.

Für die Abhängigkeit der Schwellspannung von der Kanallänge wird eine sehr einfache Beziehung benötigt. Eine solche empirische Gleichung ist z. B.

$$U_p = \frac{U_{p\infty}}{2}\left[1 + \left(1 - \frac{a(U_{DS})}{L}\right)\right]. \qquad (1)$$

$U_{p\infty}$ ist die Langkanalschwellspannung, die nach den üblichen Dimensionierungsgleichungen aus den Struktur- und Prozeßparametern (z. B. Flatbandspannung, Substratdotierung Gateoxiddicke Dosis der flachen Implantation) zu bestimmen ist [3]. $a\,(U_{DS})$ ($\approx 0\,5$ µm) ist ein emipirischer Parameter, der durch Kurvenfitting zu ermitteln ist und bei dem u. a. (schwache) Abhängigkeit von der Drainspannung zu erwarten ist.

2.2. Strom-Spannungs-Kennlinien

2.2.1. Ausgangskennlinien

In Bild 3 sind gemessene Kennlinien für Kurzkanaltransistoren dargestellt, wie sie für diese Bauelemente typisch sind.

Diese Kennlinien haben folgende Besonderheiten:

— Der starke Anstieg der Kennlinien im Pinch-Off-Bereich (großer Ausgangsleitwert) ist vor allem in der Kanallängenverkürzung ΔL im Pinch-Off-Bereich [3] begründet, wie er auch bei Langkanaltransistoren auftritt. Bei Kurzkanaltransistoren ist aber der relative Anteil der Kanallängenverkürzung ΔL an der Gesamtkanallänge L viel größer und daher der Anstieg größer. Eine Gegenmaßnahme wäre hier die Erhöhung der Substratdotierung

— Bei großen Drainspannungen tritt auch im Subthresholdbereich, d. h. für Gatespannungen kleiner als die Schwellspannung, ein Stromanstieg auf. Er ist vor allem durch den Punch-Through-Strom bedingt (s. Abschn. 2.2.2.2.), der unterhalb des Kanals zwischen Drain und Source fließt. Er wird auch oft als „Zusammenbruch der Schwellspannung" bei großen Drainspannungen beschrieben.

— Der steile Stromanstieg bei hohen Drainspannungen bei allen Ausgangskennlinien ist durch den Punch-Through- bzw. Avalanchedurchbruch bedingt, der auch bei Langkanaltransistoren auftritt. Bei Kurzkanaltransistoren kann aber noch eine zusätzliche Folge haben: Infolge des Avalanchedurchbruchs erhöht sich auch der Substratstrom (die Elektronen fließen aus dem

Durchbruchgebiet zum Drain, die Löcher zum negativen Substratanschluß bei n-Kanal-Transistoren). Durch den Substratwiderstand kann es dann zu einem solchen Spannungsabfall über dem Substrat kommen, daß der Source-Substrat-pn-Übergang in Flußrichtung vorgespannt wird. Dadurch schaltet der npn-Transistor (Source-Kanal-Drain) ein, und die Drainspannung bricht bei konstantem Drainstrom zusammen. Diesen Effekt nennt man Snap-Back-Effekt [8]. Er wird bei kurzen Kanälen begünstigt, weil dann der Stromverstärkungsfaktor des parasitären Bipolartransistors infolge der kleinen Basisweite (Basisweite = Kanallänge)groß ist [9].

— Bei extrem dünnem Gateoxid ($d_i \lessapprox 10$ nm) tritt ein Übergang von der quadratischen zur exponentiellen Abhängigkeit des Transistorstroms von der Gate- und Drainspannung auf [10]:

$$I_D = I_{01} \exp \frac{U_{GS} - U_{FB} - V_F}{2\,U_T} \left(1 - \exp - \frac{U_{DS}}{U_T}\right) \tag{2}$$

I_{01} von Struktur- und Prozeßparametern abhängiger Stromwert, U_{FB} Flatbandspannung; $V_F = U_T \ln N_B/n_i$, N_B Substratdotierung, n_i Eigenleitungsdichte; $U_T = kT/e$ Temperaturspannung.

2.2.2. Subthresholdkennlinien

2.2.2.1. Weak-Inversion-Strom

Für Gatespannungen, die kleiner als die Schwellspannung sind, fließt an der Halbleiteroberfläche ein schwacher Kanalstrom, der sogenannte Weak-Inversion-Strom. Er ist bei homogener Substratdotierung [11]

$$I_D = I_{02} \exp \frac{U_{GS} - U_p}{N U_T} \left(1 - \exp - \frac{U_{DS}}{U_T}\right). \tag{3}$$

I_{02} von Struktur- und Prozeßparametern abhängiger Stromwert,
U_p Schwellspannung (s. Abschn. 2.1.).

$$N \approx 1 + \frac{d_i}{\varepsilon_i} \sqrt{\frac{e N_B \varepsilon_H}{2(2 V_F + U_{SB})}} \tag{4}$$

$U_T = kT/e$.

Für KMOS-Transistoren ist dieser Weak-Inversion-Strom besonders aus 2 Gründen bedeutungsvoll:

— Er steigt infolge des Schwellspannungszusammenbruchs (s. Abschn. 2.1.) mit sinkender Kanallänge unter sonst gleichen Bedingungen stark an

— Da bei KMOS-Transistoren die Knotenkapazitäten klein sind, wirkt sich der Weak-Inversion-Strom als Leckstrom besonders ungünstig auf die Speicherzeiten dynamischer MOS-Schaltungen aus.

Für Transistoren mit dünnem Gateoxid kann $N \approx 1$ gesetzt werden. Wird mit einem endlichen Lowpegel am Gate UGL ausgeschaltet, so ist für $U_{DS} \gg U_T$ und ein Sourcepotential φ schließlich der Leckstrom

$$I_{\text{Leck}} = I_m \exp - \frac{\varphi - \text{UGL}}{U_T} \tag{5}$$

mit

$$I_m = I_{02} \exp - \frac{U_{p\infty} \left[1 + \left(1 - \frac{a}{L}\right)\right]}{2\,U_T}. \tag{6}$$

Für das Laden einer Kapazität C_L am Sourceknoten gilt:

$$C_L \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = I_{\text{Leck}}. \tag{7}$$

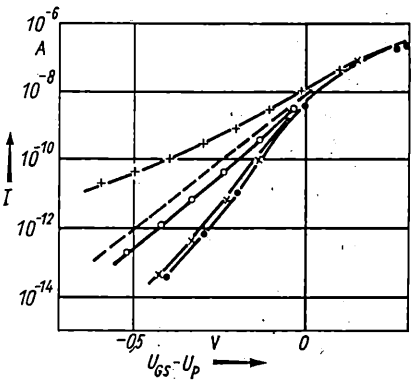
Setzt man in Gl. (7) I_{Leck} nach Gl. (5) mit I_m nach Gl. (6) ein und integriert über das Zeitintervall Δt, so ergibt sich [12]

$$\ln \frac{C_L U_T}{\Delta t\, I_{02}} + \frac{\varphi - \text{UGL}}{U_T} + \frac{U_{p\infty}}{2\,U_T} \left[1 + \left(1 - \frac{a}{L}\right)\right] = 0. \tag{8}$$

Das ist eine Beziehung zwischen der Pegeländerung φ in der Zeit Δt an der Knotenkapazität C_L infolge des Weak-Inversion-Leckstroms bei bestimmten durch die Konstruktion des Bauelements vorgegebenen Parametern $U_{p\infty}$, a, I_{02} und der Ansteuerbedingung (Lowpegel UGL).

In Bild 4 ist für das aktuelle Zahlenbeispiel $I_{02} = 10^{-7}$ A (bei Substratdotierung $N_B = 1{,}5 \cdot 10^{15}/\text{cm}^3$), $U_{p\infty} = 0{,}5$ V,

Bild 5. Einfluß der Kanallänge, der Drain- und Sourcetiefe und der Substratdotierung auf den Weak-Inversion-Strom



—— $N_B = 3 \cdot 10^{14}/\text{cm}^3$, $U_{FB} = -0{,}96$ V
+++ $y_j = 0{,}5\,\mu$m, $b = L = 1\,\mu$m
OOO $y_j = 0{,}1\,\mu$m, $b = L = 1\,\mu$m
××× $y_j = 2\,\mu$m, $b = L = 3\,\mu$m
●●● $y_j = 0{,}1\,\mu$m, $b = L = 3\,\mu$m
– – – $N_B = 1{,}5 \cdot 10^{16}/\text{cm}^3$, $U_{FB} = -1{,}1$ V; $b = L = 1$ bis $3\,\mu$m; $y_j = 0{,}1$ bis $2\,\mu$m

$a = 0{,}5\,\mu$m, $\varphi = 0{,}5$ V die Ladezeit Δt bezogen auf die Knotenkapazität für verschiedene Ausschaltlowpegel und Kanallängen dargestellt. Wenn z. B. für eine Knotenkapazität $C_L = 0{,}01$ pF die Ladezeit um 0,5 V durch die Leckströme nicht unter 1 ms liegen darf, dann ist bei einem Lowpegel von UGL $= U_{p\infty} = 0{,}5$ V eine Kanallänge kleiner als 1 µm nicht anwendbar.

Die ZANMOS-Simulationsergebnisse in Bild 5 für verschiedene Struktur- und Prozeßparameter zeigen, daß der Weak-Inversion-Strom

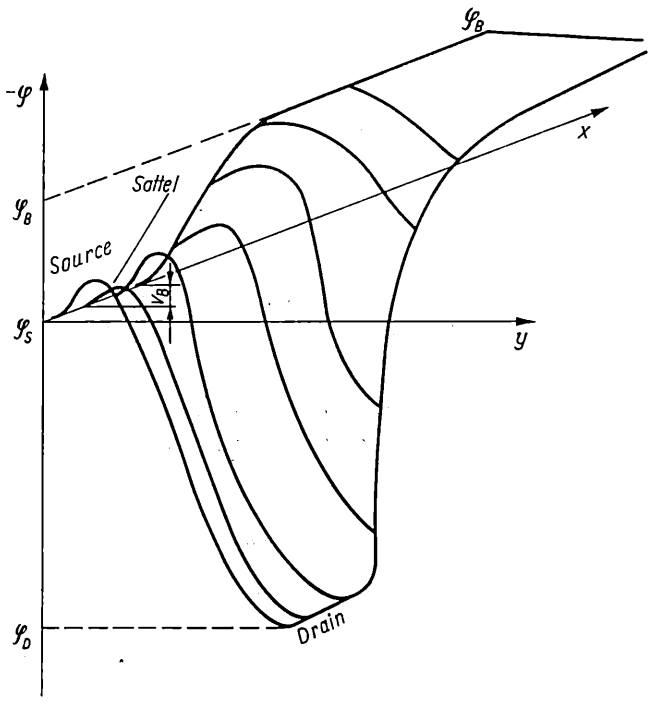
— mit sinkender Kanallänge steigt und die exponentiellen Kennlinien bei flacheren Drain- und Sourcegebieten y_j steiler werden

— bei Erhöhung der Substratdotierung sinkt.

2.2.2.2. Barrierengesteuerte Punch-Through-Ströme

Bei kleinen Kanallängen und hohen Drainspannungen tritt ein Durchgreifen der Drainraumladungszone zum Source auf, wodurch es zu einer Erniedrigung der Potentialbarriere im Potentialgebirge zwischen Source und Drain kommt [13]. Dieses Durchgreifen erfolgt im Innern des Halbleiters unterhalb der eigentlichen Kanalregion und kann damit durch eine flache Implanta-

Bild 6. Zweidimensionales Potentialprofil zur Veranschaulichung des barrierengesteuerten Punch-Through-Stromes



tion, wie sie zur Schwellspannungseinstellung verwendet wird, auch nicht unterbunden werden. Dazu ist eine zusätzliche tiefe Implantation erforderlich.
In Bild 6 ist das dreidimensionale Potentialgebirge mit Veranschaulichung der Potentialbarriere (Höhe V_B) als Sattel in diesem Gebirge dargestellt.
Der Punch-Through-Strom ist ein barrierengesteuerter einseitiger thermischer Emissionsstrom

$$I_D = I_{03} \exp - \frac{V_B}{U_T}. \tag{9}$$

I_{03} von Temperatur und Ladungsträgerdichte abhängiger Stromwert; V_B Barrieren (Sattel-)höhe (s. Bild 6).
Die Potentialbarriere ist durch die zweidimensionale Potentialverteilung im Raum zwischen Drain und Source mit den Randpotentialen φ_G (Gate), φ_D (Drain), φ_S (Source), φ_B (Substrat) bestimmt und von diesen sowie der Kanallänge L und der Substratdotierung N_B abhängig [14] [15] [16]:

— V_B sinkt mit wachsender Drainspannung (Bild 7 a)
— V_B steigt mit wachsender Substratspannung (Bild 7 a)
— V_B steigt mit wachsendem Verhältnis von Kanallänge zu Drain/Sourcetiefe L/y_j (Bild 7 b)
— V_B ist nur schwach vom Gatepotential abhängig.

Aus zweidimensionalen Computersimulationen [13] wurde gefunden, daß das Durchbruchgeschehen am KMOST bei Kanallängen kleiner als etwa 1,5 µm (bei Substratdotierung von $1{,}8 \cdot 10^{15}/\mathrm{cm}^3$) in erster Linie vom Punch-Through-Effekt bestimmt wird. Erst für $L > 1{,}5$ µm ist beim Durchbruch $ii = 1$ wie das beim Avalanchedurchbruch auch sein muß (ii Ionisationsintegral).
In Bild 8 ist zu sehen, wie sich der Subthresholdstrom aus Weak-Inversion-Strom und Punch-Through-Strom zusammensetzt. Bei kleinen Drainspannungen ist der Subthresholdstrom im wesentlichen ein Weak-Inversion-Strom, der wegen der Abnahme der Schwellspannung mit der Drain-Source-Spannung steigt. Bei großen Drainspannungen geht er dann in den von der Gatespannung unabhängigen Punch-Through-Strom über [16].
Der barrierengesteuerte Punch-Through-Strom ist ebenso wie der Weak-Inversion-Strom als Leckstrom unerwünscht, da er die Skalierungsmöglichkeiten einschränkt. Er kann durch Substratvorspannungen und ein großes Produkt $N_B L^2$ klein gehalten werden.

3. Bemerkungen zur Skalierungstheorie

Die triviale Skalierungstheorie sieht die in Tafel 1 zusammengefaßte Skalierung der Struktur- und der elektrischen Größen vor.

Tafel 1. Ideale Skalierungstheorie

d_i	d_i/a	Gateoxiddicke
L	L/a	Kanallänge
N_B	$N_B a$	Substratdotierung
I	I/a	Strom
U	U/a	Spannung
P	P/a^2	Leistung
t_d	t_d/a	Signalverzögerungszeit

a Skalierungsfaktor ($a > 1$)

Wegen einer Reihe praktischer Gesichtspunkte kann sie nicht in so konsequenter Form wie das in Tafel 1 beschrieben ist, angewendet werden. Das sind u. a.:

— Die Speisespannung wird, so lange die kritische Feldstärke im Oxid (10^6 V/cm) noch nicht erreicht ist, möglichst auf einem TTL-kompatiblen Pegel (5 V) gehalten (auch zur Aufrechterhaltung einer guten Störsicherheit). Daraus folgen sofort die notwendigen (nichtskalierten) Schwellspannungen.
— Die Gateoxiddicke wird oft auch etwas schwächer skaliert als die Kanallänge, um Heißelektroneneffekte, die zu Langzeitinstabilitäten führen können, so gering wie möglich zu halten.
— Durch die (mehrfache)Kanalimplantation ist ein weiterer Freiheitsgrad geschaffen. Damit werden auch die strengen Skalierungsgesetze für die Substratdotierung aufgehoben, die auf dem Zusammenhang zwischen Punch-Through-Spannung und Substratdotierung beruhten.

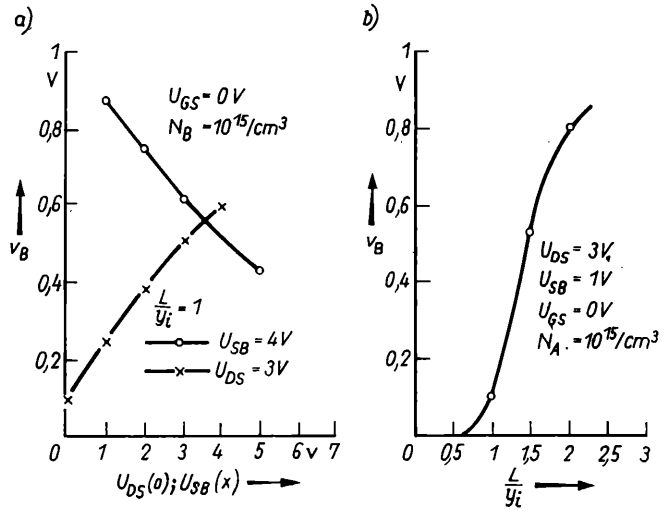


Bild 7. *a*) Abhängigkeit der Barrierenhöhe für den Punch-Through-Strom von der Drain- (0) und Substratspannung (×), *b*) Abhängigkeit der Barrierenhöhe für den Punch-Through-Strom von der Kanallänge, bezogen auf die Drain-Sourcetiefe

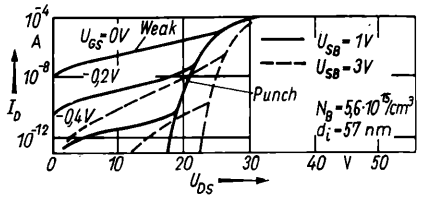


Bild 8
Abhängigkeit von Subthresholdströmen — Weak-Inversion und Punch-Through- von der Drainspannung [16]

— Subthresholdströme skalieren sich nicht, sondern nehmen sogar mit wachsendem Skalierungsfaktor a zu (s. Abschn. 2.2.2.).
— Parasitäre Effekte bestimmen in zunehmendem Maße das statische und dynamische Verhalten, so daß die idealen Skalierungsgesetze für die Signalverzögerung und Leistung, die vom inneren Funktionsmechanismus des Transistors allein ausgehen, nicht gelten.

Deshalb kann eine reale Skalierungstheorie nur durch zweidimensionale Simulation unter Einschluß aller dieser Effekte ausgearbeitet werden. Infolge der großen Fülle möglicher Parameterkombinationen können allgemeingültige Aussagen nicht gemacht werden. Das wäre auch viel zu teuer, da hinter jedem Einzelergebnis mindestens ein Computerlauf mit dem zweidimensionalen Simulator ZANMOS steht. Das kann nur bei der Entwicklung von Basistechnologien mit vorgegebenen Zielwerten und speziellen Strategien und Randbedingungen erfolgen. Richtwerte für eine Skalierungsstrategie können den Ausführungen im Abschn. 2. entnommen werden.

4. Weitere praktische Probleme beim Schaltkreisentwurf

4.1. Substratvorspannung

VLSI-Schaltkreise sind mit Substratvorspannung zu betreiben, da sie zur Senkung der Leckströme, zur Verminderung parasitärer Kapazitäten und zur Verhinderung parasitärer Bipolartransistorwirkungen (z. B. snap back) führt. Da sie aber gleichzeitig die Durchbruchgefahr erhöht, ist sie sorgfältig zu bemessen.

4.2. Einfluß der Signalverzögerung auf Leitungen

Ein MOS-Transistor wirkt wie eine Impulsspannungsquelle mit dem Innenwiderstand des Transistors im eingeschalteten Zustand R_K. Ohne Berücksichtigung der Leitungen wird die Arbeitsgeschwindigkeit durch die Zeitkonstante $C_L R_K$ bestimmt (C_L Knotenkapazität des Ausgangsknotens der betrachteten Stufe). Da R_K nicht skaliert wird, skaliert sich die Zeitkonstante $C_L R_K \sim 1/a$.
Dieser Vorteil der Skalierung, der auch durch t_d in Tafel 1 bereits bemerkt wurde, kann aber nicht genutzt werden. Ein Grund ist der wachsende Einfluß der Verbindungsleitungen, die in der Regel zwischen R_K und C_L geschaltet sind, und die ebenfalls eine RC-Zeitkonstante und damit Verzögerungszeit

($t_d' \sim C' R'$) haben. R' ist der Widerstands- und C' ist der Kapazitätsbelag der Leitung. Für $R' C'$ gilt $R' C' \sim a$!

4.3. Redundanz

Bei Vergrößerung der Chipfläche und Packungsdichte sinkt bei konstantem Defektdichteniveau die Ausbeute. Diese Ausbeute kann aber durch nachträgliche „Reparatur", d.h. durch Ersetzen defekter durch redundante Schaltungsteile, erhöht werden. Werden bei Redundanz z Fehler zugelassen, so ist die Ausbeutesteigerung bei im Mittel λ Fehler je Chip [7]

$$K_A = \frac{Y(z)}{Y(0)} = \sum_{i=0}^{z} \frac{\lambda^i}{i!} \qquad (11)$$

$Y(0) = \exp - \lambda$ ist die Ausbeute ohne Redundanz.
Beispielsweise ist für $z = 1$ und $\lambda = 2$ $K_A = 3$, d.h., wenn man 1 Fehler zuläßt, steigt die Ausbeute auf das 3fache.

Den Herren Dr.-Ing. *R. Schüffny*, Dr.-Ing. *W. J. Fischer* und Dipl.-Ing. *J. Schaarschmidt* danke ich für die Aktivitäten zur zweidimensionalen Simulation von KMOS-Transistoren.

Eingegangen am 15. Juli 1982 NaA 8957

Literatur

[1] *Mayo, J. S.:* Technology needs for information age: keynote address to ISSCC 82. Febr. 1982 San Francisco
[2] *Möschwitzer, A.:* Grenzen und Vergleich von Kurzkanal-MOS-Techniken für VLSI-Schaltkreise. Rept. 2–79, TU Dresden
[3] *Möschwitzer, A.; Lunze, K.:* Halbleiterelektronik (Lehrbuch). Berlin: VEB Verlag Technik 1981
[4] *Barker, J. R.; Ferry, D. K.:* On the physics and modeling of small semiconductor devices. SSE 23 (1980) Teil 1 S. 519–530; Teil 2 S. 531–544
[5] *Burtula, E. M.*, u.a.: Three dimensional finite element simulations of semiconductor devices. ISSCC 80, S. 76–77
[6] *Schüffny, R.:* Örtlich zweidimensionale Analyse des MOSFET. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 5, S. 194–196
[7] *Fischer, W. J.; Schüffny, R.:* Beiträge zur Entwicklung von KMOS-Schaltkreisen. Dissertation B, TU Dresden 1982
[8] *Toyabe, T.*, u.a.: A numerical model of avalanche breakdown in mosfets. IEEETrans. ED 25 (1978) 7, S. 825
[9] *Masuda, H.*, u.a.: Characteristics and limitations of scaled down mosfets due to two dimensional field effect. IEEE Trans. ED 26 (1979) 6, S. 980 bis 996
[10] *Möschwitzer, A.; Diener, K.-H.:* Studie zur KMOS-Technik. TU Dresden 1979
[11] *Diener, K.-H.; Möschwitzer, A.:* Raumladungsanalyse zur Ermittlung der U-I-Relation integrierter MOS-Enhancementtransistoren im Weak-Inversionsmodus. IET 12 (1982) 1, S. 14–17
[12] *Möschwitzer, A.:* Einfluß von Leckströmen auf die VLSI-Fähigkeit von MOS-Schaltkreisen. Forschungsreport 1981, TU Dresden
[13] *Schüffny, R.*, u.a.: Bestimmung der Schwell- und Durchbruchspannung von KMOS-Transistoren durch zweidimensionale Simulation. IET 11 (1981) 4, S. 359–373
[14] *Nishizawa, J. I.*, u.a.: A limitation of channel length in dynamic memories. IEEE Trans. ED 27 (1980) 8, S. 1640–1649
[15] *Shimohigashi, K.*, u.a.: Characteristics of short channel mosfets in the punch through mode. Int. El. Dev. Meeting 1978, S. 66–69
[16] *Troutman, R. R.:* VLSI limitations from drain induced barrier lowering. IEEE Journ. SC 14 (1979) 2, S. 383–391
[17] *Schaarschmidt, J.:* Ein Beitrag zur numerischen Analyse von KMOS-Strukturen. Diplomarbeit TU Dresden 1981

Prof. Dr.-Ing. habil. *Albrecht Möschwitzer*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, 8027 Dresden, Mommsenstr. 13

Schneller AD-Umsetzer mit DMA-Eingabe für den Mikrorechner K 1520

B.-G. Münzer, KDT, Dresden; P. Mohr, Löbau

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Mikrorechentechnik, Mikroprozessor, Interface-Schaltkreise, Eingabe, Analog-Digital-Umsetzung, direkter Speicherzugriff

Mit der Steigerung des Datentransfers in Mikrorechnern verbindet sich in zunehmendem Maße die effektive Eingabe und Auswertung schneller analoger Prozeß- und Meßsignale. Die Forderung nach hohen Abtastfrequenzen bis 800 kHz eines analogen Meßsignals kann bei Anwendung folgender Methoden erfüllt werden:

– Verwendung von AD-Umsetzern mit Konvertierungszeiten von 1 µs
– Datentransfer vom AD-Umsetzer in den RAM-Bereich mit den DMA-Verfahren.

Aufbauend auf den Erfahrungen mit einem relativ langsamen AD-Umsetzer (Konvertierungszeit 30 µs) mit DMA-Eingabe nach [1] wird im folgenden ein Verfahren beschrieben, das zu [1] wesentliche Unterschiede hat:

1. Auf Grund der geringen Konvertierungszeit von 1 µs des AD-Umsetzers ist es nicht mehr erforderlich, während der Konvertierung die Bussteuerung vom DMA an die CPU zurückzugeben, sondern der DMA-Schaltkreis bleibt während der gesamten Abtastfolge $n \times T$ aktiv. Der DMA-Schaltkreis wird somit nicht in Byte-mode, sondern in Burst-mode programmiert [2].

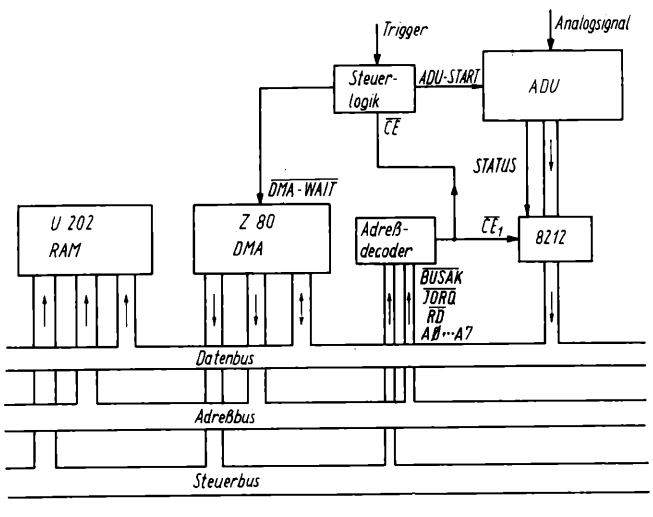
2. Der zeitliche Abstand T zweier Abtastungen (Konvertierungsstart) braucht nicht durch externe Auslösung zu erfolgen, sondern wird durch die kontinuierliche Folge von DMA-Lesen des AD-Umsetzers und DMA-Schreiben des RAM-Speichers festgelegt. Die Synchronisation der Abtastungen erfolgt somit durch den DMA-Schaltkreis selbst, der zeitliche Abstand T zweier Abtastungen wird durch die programmierbare Zahl von Systemtakten im DMA-Lese- bzw. Schreibzyklus festgelegt.

3. Zur Erzielung von maximalen Abtastfrequenzen erfolgt eine Parallelverarbeitung dahingehend, daß eine neue Konvertierung jeweils während der DMA-Schreibphase der im vorangegangenen Zyklus umgesetzten Daten erfolgt. Die grundlegenden, jeweils kontinuierlich ablaufenden Schritte lauten:

– DMA-Lesen der umgesetzten Daten vom ADU
– DMA-Schreiben dieser Daten in den RAM-Bereich und zeitlich parallele Umsetzung eines neuen analogen Meßwertes.

Das Gesamtsystem von ADU, DMA und RAM und seine Verbindung zum K-1520-Systembus ist in Bild 1 dargestellt.

Bild 1. Struktur von ADU- und DMA-Modul im Mikrorechner K 1520



Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt (DFVLR) 99
Forschungszentrum Braunschweig
Zentralbibliothek

1. ADU-Modul

Der hybride Analog-Digital-Umsetzer ADC 1103 arbeitet nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation und erreicht in der 8-bit-Version eine Konvertierungszeit von maximal 1 µs. Das Zeitdiagramm ist in Bild 2 dargestellt. Die Generierung des Taktes, der Referenzspannung und der Komparatorspannung erfolgt intern im ADU. Die äußere Beschaltung umfaßt somit für die Mikrorechnerkopplung nur noch einen Datenausgangspuffer sowie Kompensationselemente. Die Eingangsspannung kann in den Bereichen $\Delta U_e = 0$ V bis 10 V, ± 5 V, ± 10 V gewählt werden. Im vorliegenden Einsatzfall wurde ein Eingangsspannungsbereich von ± 5 V festgelegt, da dieser Bereich unter Laborbedingungen am häufigsten angewendet wird. Die Umsetzung erfolgt in den Binärcode (Tafel 1), wobei das niederwertigste Bit (LSB) den analogen Wert

$$\frac{\Delta U_e}{2^8} = \frac{10\,\text{V}}{256} = 39\,\text{mV}$$

repräsentiert. Die Datenausgänge des ADU müssen zur Kopplung an den K-1520-Datenbus mit Tri-state-Puffern beschaltet werden. In der realisierten Anordnung wurde der Schaltkreis 8212 (K 589 И Р 12) verwendet. Die Freigabesignale CE des 8212 werden durch die Adreßdecodierung

$(\overline{CE_1} = \overline{BUSAK \wedge IORQ \wedge adr})$

sowie durch das ADU-Statussignal ($CE_2 = \overline{STATUS}$) gebildet. Die ADU-Daten können somit nur gelesen werden, wenn keine Konvertierung stattfindet.

2. DMA-Modul

Die Kopplung eines Z-80-DMA-Moduls und applikative Hinweise zur Programmierung wurden in [2] gegeben und sind die experimentelle Grundlage dieses Beitrages. Die Initialisierung des Z-80-DMA-Schaltkreises zum Datentransfer vom ADU zum RAM zeigt Tafel 2 und enthält folgende Kennwerte:

— Transfer von der Geräteadresse F5H des Schaltkreises 8212 zum Speicherbereich 17 FFH bis 1FFFH, die Adresse 17FFH wird nicht ausgewertet.
— Schreibzyklus 2 Takte
— Lesezyklus 1 Takt
— auswertbare Blocklänge und damit Anzahl der Abtastungen: 2 KBytes
— Burst-mode
— Interrupt am Blockende.

In der vom DMA am Blockende aufgerufenen Unterbrechungsbehandlungsroutine erfolgt die Bildschirmausgabe der konvertierten Daten durch CPU-Lesen des RAM-Bereichs und Neuinitialisierung des Z-80-DMA-Schaltkreises.

3. Meßverfahren

3.1. Kontinuierlicher Betrieb

Die Zeitabläufe beim kontinuierlichen Meßverfahren werden an Hand von Bild 3 erläutert. Der in Burst-mode programmierte DMA-Schaltkreis führt eine kontinuierliche Folge von ADU-Lesezyklen und RAM-Schreibzyklen durch. Zur Erzielung einer maximalen Abtastfrequenz wird der gesamte Schreibzyklus und ein Teil des Lesezyklus zur Konvertierung des analogen Meßwertes ausgenutzt, der Konvertierungsstart erfolgt mit der ersten steigenden Flanke des Systemtaktes im Schreibzyklus.
Bei einer Konvertierungszeit von maximal 1 µs, gekennzeichnet durch das aktive ADU-Statussignal, wird eine optimale Zeitausnützung und damit ein minimaler Abstand T zwischen zwei Abtastungen bei einer Programmierung des DMA-Schaltkreises mit 1 Lese- und 2 Schreibtakten erreicht. Die Gewährleistung des synchronen ADU-Starts erfolgt mit der Steuerlogik nach

Tafel 1. Hexa-Codierung der Analog-Digital-Umsetzung im Eingangsspannungsbereich ± 5 V

Eingangsspannung	Hexa-Codierung
+ 5 V − 1 LSB	FF
⋮	⋮
0 V + 1 LSB	81
0 V	80
0 V − 1 LSB	7 F
⋮	⋮
− 5 V + 1 LSB	01
− 5 V	00

Tafel 2. Programmierung des Z-80-DMA-Schaltkreises

Kommando-Byte	Bedeutung	Hexa-Codierung
2D	Partielles Reset	C3
1A	Transfer von Port A nach Port B	7D
	Startadresse Port A, niederwertiges Byte	FF
	Startadresse Port A, höherwertiges Byte	17
	Blocklänge, niederwertiges Byte	00
	Blocklänge, höherwertiges Byte	08
1B	Port A = Speicher, Adressen inkrement	54
Zeitsteuerbyte	Schreibzyklus auf Speicher: 2 Takte	FE
1B	Port B = E/A-Gerät, Adresse fest	68
Zeitsteuerbyte	Lesezyklus vom E/A-Gerät: 1 Takt	FF
2A	Interrupt-Freigabe	E0
2B	Burst mode	DD
	Geräteadresse von Port B, niederwertiges Byte	F5
	Geräteadresse von Port B, höherwertiges Byte	00
Interrupt-Steuerbyte	Interrupt am Blockende	12
	Interruptvektor	F4
2C	Ready high-aktiv, CE/WAIT multiplex	9A
2D	Laden	CF
1A	Transfer von Port B nach Port A	01
2D	Laden	CF
2D	DMA-Freigabe	87

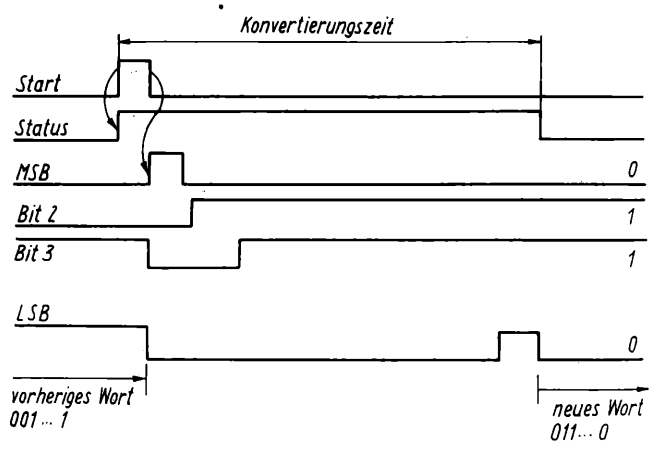


Bild 2. Zeitdiagramm der AD-Umsetzung

Bild 3. Zeitdiagramm im kontinuierlichen Betrieb mit 1 Lese- und 2 Schreibtakten

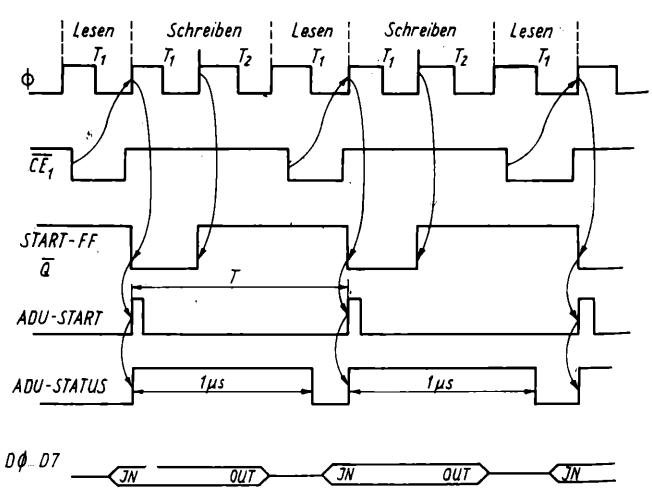


Bild 4. Steuerlogik

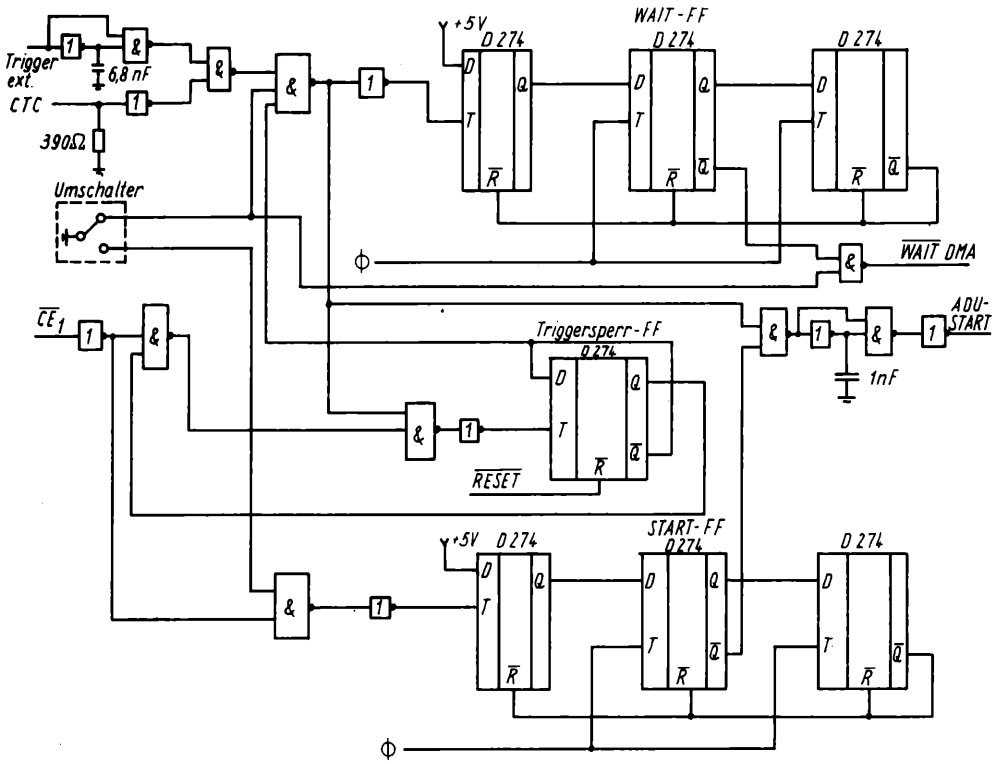


Bild 5. Zeitdiagramm im kontinuierlichen Betrieb mit 4 Lese- und 2 Schreibtakten·

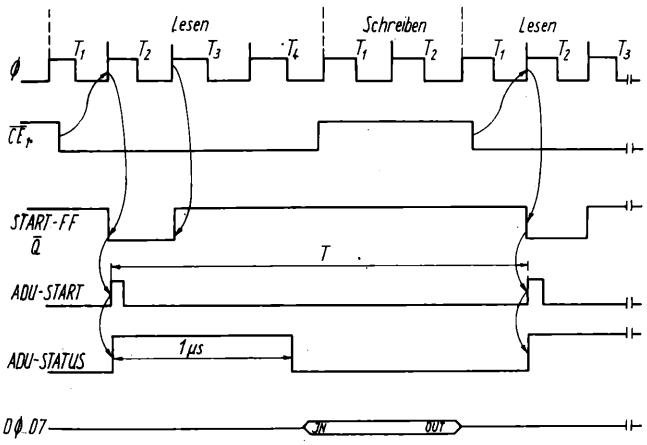


Bild 4. Kennzeichen für einen nachfolgenden Schreibzyklus ist die Vorderflanke des Freigabesignals $\overline{CE_1}$ für den 8212-Schaltkreis im DMA-Lesezyklus. Mit der ersten nachfolgenden steigenden Flanke beginnt der Schreibzyklus. Diese Flanke setzt das Start-Flipflop, dessen Ausgangssignal $\overline{Q}$ über einen Impulsverkürzer dem ADU als Startsignal zugeführt wird. Eine variable Abtastfrequenz und damit Anpassung an die Frequenz des analogen Meßsignals kann dadurch erreicht werden, daß die Taktzyklen für das DMA-Schreiben auf 3 bzw. 4 verlängert werden. Folgende Abtastfrequenzen sind jeweils mit der Zykluslänge 1 beim DMA-Lesen programmierbar:

DMA-Schreibzyklus	Abtastfrequenz $\frac{1}{T}$
2 Takte	835 kHz
3 Takte	625 kHz
4 Takte	500 kHz.

Eine Vergrößerung des Lesezyklus auf 2 oder 3 Takte ist nicht möglich, weil aus dynamischen Gründen die Rückflanke des $\overline{CE_1}$-Signals nicht zum Einfangen der ersten steigenden Flanke des DMA-Schreibzyklus verwendet werden kann.

Eine weitere Vergrößerung des zeitlichen Abstands der Abtastungen wird durch eine modifizierte Programmierung der Taktzahl von Lese- und Schreibzyklus des DMA-Schaltkreises erreicht (Bild 5). Die ADU-Konvertierung erfolgt dabei nicht im Schreibzyklus, sondern im Lesezyklus. Der DMA-Schaltkreis ist dazu konstant mit 4 Lesetakten zu programmieren und eine variable Abtastfolge kann durch Variation der Schreibtakte von 1 bis 4 eingestellt werden. Der ADU-Start erfolgt in dieser Betriebsart mit dem 2. Takt des Lesezyklus und am Ende des 4. Taktes des gleichen Lesezyklus werden die konvertierten Daten vom DMA übernommen.

Folgende Abtastfrequenzen sind jeweils mit 4 DMA-Lesetakten programmierbar:

DMA-Schreibzyklus	Abtastfrequenz $\frac{1}{T}$
1 Takt (nur bei RAM-Schaltkreisen mit Zugriffszeit $\leqq$ 200 ns)	500 kHz
2 Takte	417 kHz
3 Takte	357 kHz
4 Takte	312 kHz.

3.2. Trigger-Betrieb

Falls noch niedrigere Abtastfrequenzen benötigt werden, muß die Synchronisation des ADU-Starts durch einen externen Trigger erfolgen (Bild 6). Der DMA-Schaltkreis wird dazu für WAIT-Betrieb programmiert (Bit 4 = 1 in Kommando-Byte 2C). Das $\overline{WAIT}_{DMA}$-Signal wird nur bei Programmierung von 3 oder 4 Takten abgefragt, so daß der Schreibzyklus mit 3 Takten und der Lesezyklus mit 1 Takt programmiert wird (Bild 6).

Nachdem der Umschalter den Triggerbetrieb freigibt, geht der DMA-Schaltkreis mit aktivem $\overline{WAIT}_{DMA}$ = Low im Schreibzyklus in den Wartezustand und verbleibt in diesem bis zum Eintreffen des Triggersignals. Die Vorderflanke des Triggersignals löst einerseits den ADU-Start aus und andererseits wird mit der nächsten steigenden Flanke mit dem WAIT-Flipflop das $\overline{WAIT}_{DMA}$-Signal für einen Takt inaktiv. Das $\overline{WAIT}_{DMA}$-Signal wird in der fallenden Flanke jedes Taktes abgefragt und 1,5 Takte nach Erkennen eines inaktiven $\overline{WAIT}_{DMA}$-Signals wird der DMA-Schreibzyklus abgeschlossen. Wie aus Bild 6 ersichtlich, wird die maximale Konvertierungszeit von 1 µs sicher eingehalten.

Zur Gewährleistung einer ungestörten Konvertierung setzt die Rückflanke des Triggerimpulses ein Triggersperr-Flipflop, das die Annahme weiterer Trigger-Signale erst nach Abschluß der DMA-Lesephase ermöglicht. Der minimale Abstand T zweier

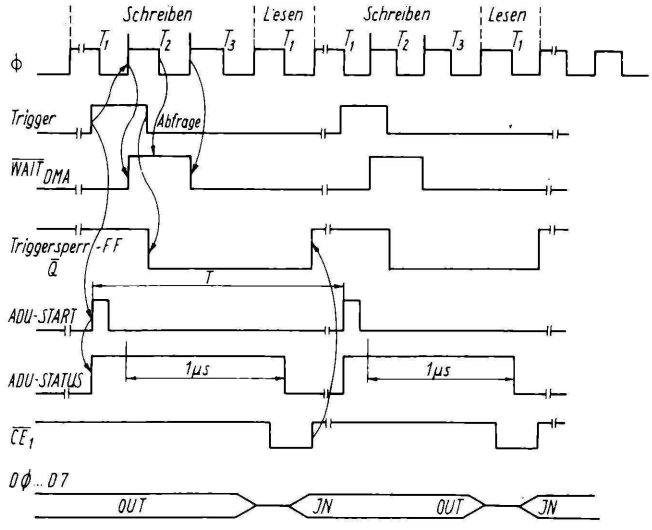


Bild 6. Zeitdiagramm im Trigger-Betrieb

Triggerimpulse beträgt 4 Takte, was einer maximalen externen Abtastfrequenz von 625 kHz entspricht.

Für Abtastfrequenzen $\leqq$ 156 kHz kann als Trigger ein CTC-Zeitgeber-Signal verwendet werden.

Bei der Anwendung des Trigger-Verfahrens für sehr niedrige Abtastfrequenzen und große Blocklängen muß beachtet werden, daß wegen der Programmierung in Burst-mode während der gesamten DMA-Übertragung der CPU die Bussteuerung entzogen ist, so daß für diesen Anwendungsfall die byteweise DMA-Übertragung nach [1] ökonomischer ist.

4. Erprobungsergebnisse

Vom Hersteller des ADC 1103 wird als maximaler Fehler der Umsetzung ± 1 LSB angegeben. Dieser Wert konnte bei der Konvertierung statischer Eingangsspannungen bestätigt werden. Auf die Genauigkeit der Umsetzung dynamischer Analogsignale hat das Verfahren der sukzessiven Approximation einen großen Einfluß, da während der Konvertierung der Digitalwert ständig mit der Eingangsspannung verglichen wird. Jede Änderung der Eingangsspannung während der Konvertierungszeit bewirkt somit einen zusätzlichen Fehler, sobald diese Änderung den Äquivalentwert von 1 LSB übersteigt. Der differentielle Anstieg dU/dt des Eingangssignals darf deshalb bei jeder Abtastung den Wert 1 LSB/$t_{\mathrm{Konv.}}$ = 39 mV/1 µs nicht überschreiten, andernfalls tritt ein Fehler auf, der vom Anstieg und der zeitlichen Lage der Abtastimpulse abhängig ist.

Für Anwendungen, bei der eine genaue Messung und Zuordnung zum Zeitpunkt des Konvertierungsstarts erforderlich ist, muß deshalb das Eingangssignal über eine Sample and hold-Stufe geführt werden.

Die dynamische Erprobung im kontinuierlichen und Trigger-Betrieb erfolgte mit Analogsignalen des programmierbaren Funktionsgenerators TR-0311. Zur anschaulichen Darstellung der digitalisierten Werte im RAM-Bereich wurde ein CPU-Auswerteprogramm angewendet, das auf dem Bildschirm des K-1520-Mikrorechners den Dateninhalt von 30 Byte RAM-Adressen grafisch darstellt, wobei auf einer Bildschirmzeile die Anzahl der Grafikelemente dem Datenwert der jeweiligen Speicheradresse proportional ist. Der Digitalwert 61H entspricht dem Analogwert $-1{,}25$ V und der Digitalwert 9FH dem Analogwert $+1{,}25$ V.

Das Ergebnis der Digitalisierung im kontinuierlichen Betrieb zeigt jeweils bei maximaler Abtastfrequenz von 835 kHz (Bild 7) für eine 40-kHz-Sinusspannung. Eine ausreichende dynamische Linearität bei Dreieckspannungen weisen die Bilder 8 und 9 aus. Das Verhalten bei Sprungfunktionen ist im Bild 10 für positive und im Bild 11 für negative Rechteckspannungen von 100 kHz dargestellt.

Eingegangen am 3. August 1981 NaA 8731

Bild 7
Analog-Digital-Umsetzung einer Sinusspannung im kontinuierlichen Betrieb; Abtastfrequenz 835 kHz, Meßfrequenz 40 kHz

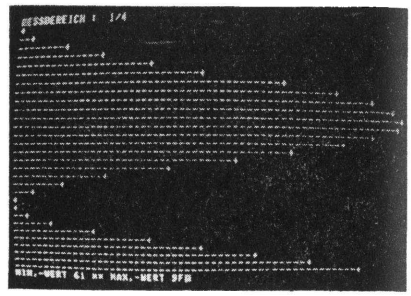


Bild 8
Analog-Digital-Umsetzung einer Dreieckspannung im kontinuierlichen Betrieb; Abtastfrequenz 835 kHz

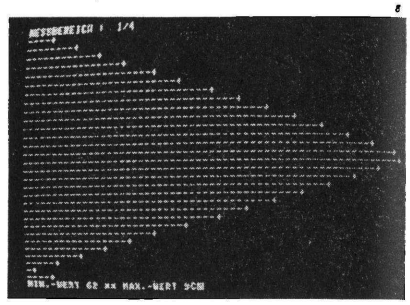


Bild 9
Analog-Digital-Umsetzung einer Dreieckspannung im kontinuierlichen Betrieb; Abtastfrequenz 835 kHz

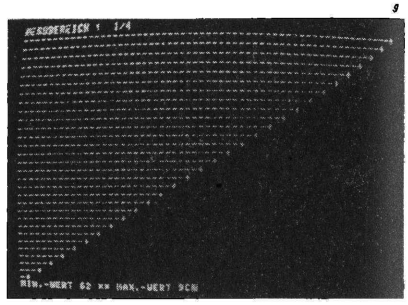


Bild 10
Analog-Digital-Umsetzung einer positiven Rechteckspannung im kontinuierlichen Betrieb; Abtastfrequenz 835 kHz

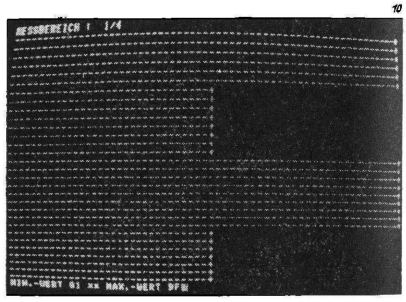


Bild 11
Analog-Digital-Umsetzung einer negativen Rechteckspannung im kontinuierlichen Betrieb; Abtastfrequenz 835 kHz

Literatur

[1] *Münzer, B. G.; Mohr, P.:* Eingabemodul für Mikrorechner K 1520 mit Analog-Digital-Umsetzer und DMA-Verfahren. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 6, S. 231–236

[2] *Münzer, B. G.; Mohr, P.:* Kopplung eines DMA-Schaltkreises an den Mikrorechner K 1520. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 12, S. 499–504 und 509–510

Dr. sc. techn. *Bernd-Georg Münzer*, Dipl.-Ing. *Peter Mohr*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, 8027 Dresden, Mommsenstr. 13

Steuerung des Standardinterfaces (SIF ESER) mit einem Mikrorechner. Teil 2

J. Kissjov, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: ESER — Eingabe/Ausgabe-Kanal, Kopplung, Mikrorechner, Peripherie, Rechnernetz, Kommunikationsrechner

6. Erreichte praktische Ergebnisse

Wenn eine Schaltfolge vom Steuerprogramm programmiert und durchführbar ist, wird sie ausgeführt. Die Ausführungsgeschwindigkeit wird aber nur vom Eingabe/Ausgabe-Kanal bestimmt. Das ist möglich, da alle Interfaceflipflops vorprogrammiert sind und die notwendige Information in die entsprechenden Ports ausgegeben ist. Durch die Ausführung der Schaltfolgen werden nur die hardwaremäßig gesteuerten Sperren in bestimmter vorgegebener Reihenfolge aufgehoben. Nachdem eine Schaltfolge abgelaufen ist, analysiert das Steuerprogramm die aufgetretene Situation und bereitet die nächste Schaltfolge vor. Aus diesem Grund werden vom KIM-Stuerprogramm nur die Zeiten zwischen zwei Schaltfolgen bestimmt und nicht die Zeit für die eigentliche Ausführung der einzelnen Schaltfolgen. Bild 7 zeigt das Zeitverhalten zwischen den Interfacesignalen bei der Ausführung einer Anfangsauswahlfolge und einer Zuschaltfolge durch das realisierte KIM. In Tafel 4 sind die Zeiten zur Abarbeitung einer Anfangsauswahl- und Datenfolge zusammengefaßt. Die Abarbeitungszeit einer Anfangsauswahlfolge ist die Zeit, die das Steuerprogramm benötigt, um nach der Decodierung eines Kanalkommandos die nächste Schaltfolge vorzubereiten. Bei „write" oder „read" ist die nächste Schaltfolge eine Datenfolge. Nach der Ausführung von TIO z. B. wird eine neue Anfangsauswahlfolge eingeleitet. Die Abarbeitungszeit einer Zuschaltfolge ist die Zeit, die das Steuerprogramm benötigt, um nach der eigentlichen Ausführung der Zuschaltfolge eine neue Zuschaltfolge vorzubereiten.

Die berechneten Werte (Tafel 4) zeigen eindeutig, daß eine Anfangsauswahlfolge in etwa 60 bis 164 µs abgearbeitet wird. Es wird vorausgesetzt, daß der Eingabe/Ausgabe-Kanal schnell genug ist und eine Schaltfolge unverzüglich ausgeführt wird. Wenn das nicht der Fall ist, wird natürlich die Zeit für die Abarbeitung dieser Schaltfolge etwas länger. Der Grund dafür ist, daß das ESTAR in einer Schleife vom Steuerprogramm abgefragt wird. Wenn die entsprechende Schaltfolge vor der ersten Abfrage nicht ausgeführt ist, muß die Programmschleife wiederholt werden, wodurch die Ausführungszeit erhöht wird. Die Abarbeitungszeiten für die angewandten Datenfolgen sind nicht konstant; sie ändern sich in den Grenzen von 30 und 70 µs. Die in der Tafel 4 angegebenen Werte entsprechen den meist ausgeführten Datenfolgen. Wenn angenommen wird, daß mit einem CCW rund 256 Byte übertragen werden und die Zeit für die Anfangsauswahlfolge und die Statusfolge je 150 µs beträgt, kann die mittlere Zeit je Datenfolge errechnet werden:

$$t = \frac{32{,}4 \cdot 256 + 150 + 150}{256} = 33{,}57\ \mu s\,.$$

Dieses Ergebnis zeigt eindeutig, daß die Datenübertragungsraten vorwiegend von der Zeit zur Abarbeitung einer Datenfolge

Tafel 4. Erreichte Abarbeitungszeiten

Kanalkommando (CCW)	Anfangsauswahlfolge		Datenfolge	
	Taktzyklen	Zeit in µs	Taktzyklen	Zeit in µs
Test Input Output	339	135,6		
write	237	109,2	81	32,4
read	381	152,4	81	32,4
NOP	242	96,8		
sense	151	60,4	170	68
control	226	90,4	81	32,4
write break	273	109,2	81	32,4
write start	350	140		
read start	409	163,6		
write start	350	140		
read start	409	163,6		
restart reset	228	115,2		

Bild 7. Zeitverhalten des KIM
a = 200 bis 350 ns, b = 300 bis 350 ns, c = 400 bis 500 ns, d = 300 bis 350 ns, e = 500 bis 600 ns, f = 200 bis 350 ns, g = 300 bis 350 ns, h = 400 bis 500 ns, j = 300 bis 350 ns, k = 500 bis 600 ns

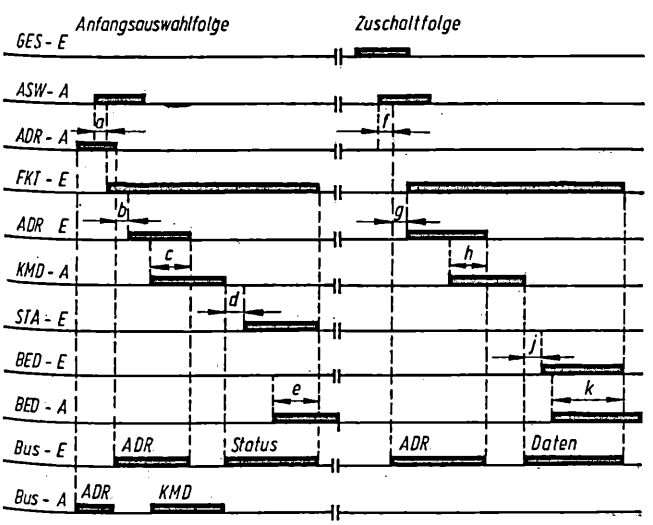
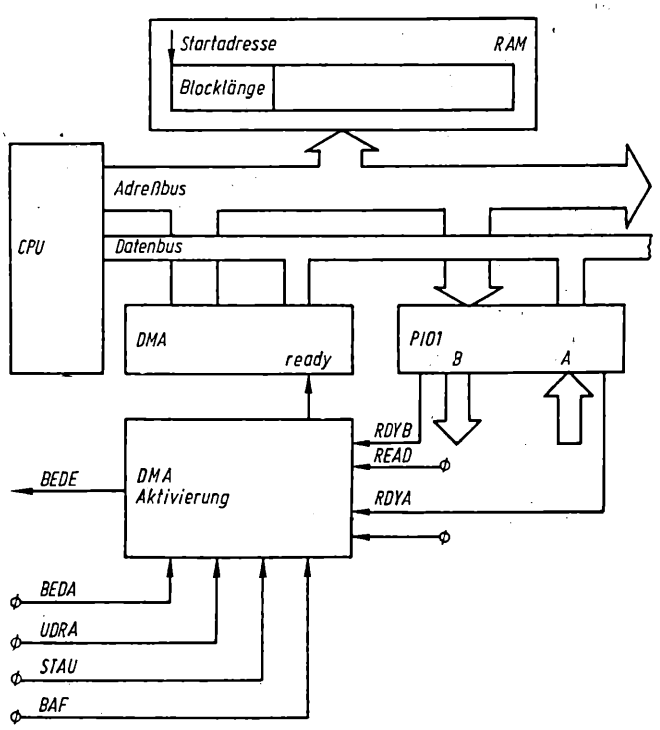


Bild 8. Datenübertragung im Stoßbetrieb unter DMA-Steuerung



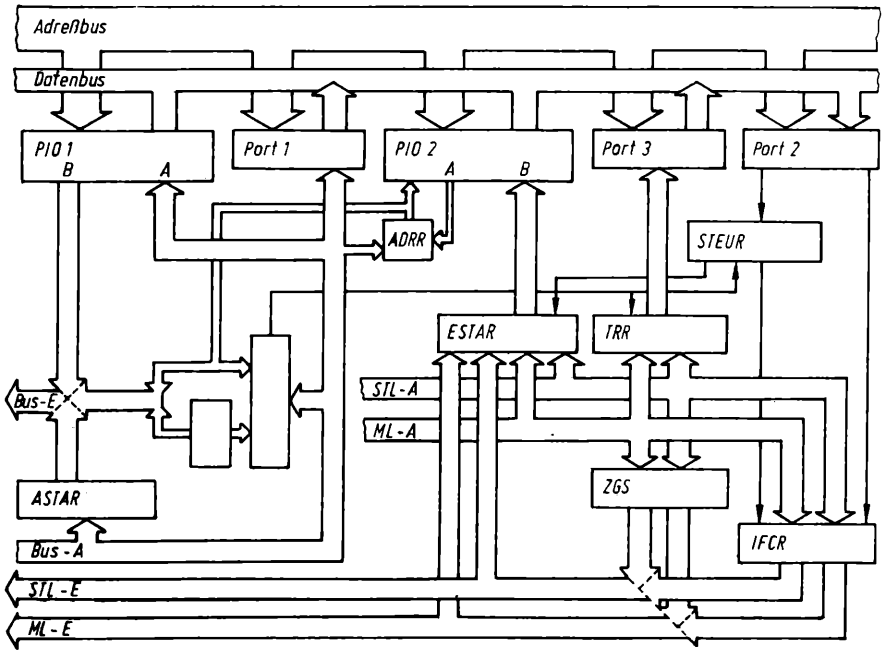


Bild 9. Logische Registerstruktur von einem KIM, das die Datenübertragung über einige Subkanäle des Multiplexkanals steuert

bestimmt werden. Je mehr Datenbytes mit einem CCW übertragen werden, desto weniger wird die mittlere Datenfolgezeit von der Abarbeitungszeit der Anfangsauswahlfolge und der Statusfolge beeinflußt. Dementsprechend kann bei dem realisierten KIM mit möglichen Datenübertragungsraten im Bereich zwischen 28 und 30 kByte/s gerechnet werden.

7. Steuerung des SIF ESER im Stoßbetrieb

Die vom realisierten KIM erreichten Datenübertragungsraten sind zwar ziemlich hoch für Multiplexbetrieb, aber viel zu niedrig für Stoßbetrieb. Das realisierte KIM kann natürlich auch in Stoßbetrieb angewandt werden, indem der Stoßbetrieb vom Signal ASW-A im KIM erzwungen wird. Die im Stoßbetrieb angewandten Schaltfolgen sind zwar einfacher als die im Multiplexbetrieb und benötigen keine zusätzliche Hardware, die Datenübertragungsraten von etwa 30 kByte/s ermöglichen, aber bei ihnen ist keine effektive Anwendung des Stoßbetriebs möglich, der für mehrere Hundert kByte/s ausgelegt ist. Aus diesem Grund ist hier eine Erhöhung der Datenübertragungsraten notwendig, die nur mit der Einführung der DMA (direct memory access)-Datenübertragung [10] möglich ist. Für dieses Ziel wird hier die im Bild 8 dargestellte Lösung vorgeschlagen. Die Grundstruktur (Bild 2) des KIMs bleibt erhalten. Für die Ziele der Datenübertragungssteuerung wird ein DMA-Schaltkreis angewandt, der von einer speziellen Schaltung über seinen Ready-Eingang aktiviert wird. Die Anfangsauswahl- und die Endstatusfolge werden mit Hilfe der CPU-Steuerung ausgeführt. Außerdem werden bei Write-Operationen die ersten zwei Bytes durch zwei CPU-gesteuerte Datenfolgen gelesen, die die vorgegebene Datenblocklänge übertragen. Die CPU programmiert den DMA für die entsprechende Eingabe/Ausgabe-Operation, lädt die notwendige Adresse sowie Blocklänge und startet den DMA. Die Datenübertragung erfolgt über den PI01 vom/zum Pufferspeicher, wobei je Datenbyte eine Datenfolge ausgeführt wird. Jede Datenübertragung endet normal durch eine Unterbrechung, die nach der Übertragung der geladenen Blocklänge vom DMA generiert wird. Nach dieser Unterbrechung wird eine Statusfolge zur Übertragung des Endstatusbytes von der CPU gesteuert.
Wenn ein Paritätsfehler oder Stau während der Datenübertragung auftritt, wird der DMA-Schaltkreis von der Hardware reaktiviert, und das wird durch eine Unterbrechung über den PI02B dem Steuerprogramm gemeldet. Die aufgetretene Situation wird vom Steuerprogramm durch das Lesen vom ESTAR festgestellt, und die Arbeit wird entsprechend fortgesetzt.
Durch die Anwendung der DMA-gesteuerten Datenübertragung können sehr hohe Datenraten erreicht werden, die praktisch entweder von der Geschwindigkeit des Pufferspeichers oder von der des Eingabe/Ausgabe-Kanals begrenzt werden.

8. Steuerung der Datenübertragung über einige Subkanäle des Multiplexkanals

In manchen Fällen ist es notwendig, daß eine GSE (Gerätesteuereinheit) die Steuerung der Datenübertragung über einige Subkanäle des Multiplexkanals übernimmt. In dieser Betriebsart arbeiten z. B. die Multiplexeinrichtungen und die Kommunikationsrechner, die eine Multiplexeinrichtung emulieren. Bild 9 gibt die logische Registerstruktur eines KIMs an, das zur Kopplung eines Kommunikationsrechners am Multiplexkanal vorgesehen ist. Hier umfaßt der ADRH nur fünf höherwertige Bits der KIM-Adressen. Die restlichen (niederwertigen) drei Bits werden im Adreßregister (ADRR) gespeichert und zeigen immer die aktuelle Subkanaladresse an, mit der gearbeitet wird. Während einer Anfangsauswahlfolge werden die höheren fünf Bits der vom Eingabe/Ausgabe-Kanal ausgegebenen Adresse mit dem Inhalt vom ADRH verglichen und die niedrigen drei Bits werden im ADRR gespeichert. Beim positiv ausgeführten Vergleich wird hardwaremäßig getestet, ob das KIM bzw. der entsprechende Subkanal besetzt ist, und wenn eine solche Situation auftritt, wird eine Besetztfolge ausgeführt. Wenn die Anfangsauswahlfolge normal verlaufen ist, wird wie bei einer Subkanaladresse (Bild 2) eine Unterbrechung ausgeführt, die der Kommandodecodierung entspricht. Das Steuerprogramm setzt seine Arbeit fort, indem zuerst das ADRR gelesen wird, um die betreffende Subkanaladresse festzustellen. Das Lesen vom ADRR wird über den PI02A ausgeführt, das in Control Mode arbeitet, wobei vier Bits als Ausgabe- und vier als Eingabebits programmiert werden. Vor jeder Zuschaltfolge werden die niederwertigen drei Bits der betreffenden Subkanaladresse auch über den PI02A ausgegeben.
Wenn bei den Leseoperationen ein Kanalkommando prepare angewendet wird, muß auch ein Trennregister (TRR) vorgesehen werden. Das TRR speichert das Auftreten einer Trennbedingung auf jedem Subkanal bei Anwendung von HIO (Halt Input/Output). Das TRR wird über Port 3 (Bild 9) vom Steuerprogramm gelesen.

9. Schlußfolgerungen

Die vorgestellten Lösungsvarianten für verschiedene Kanal-Interface-Moduln zeigen, daß für die drei unterschiedlichen Betriebsarten ähnliche Schaltungen angewendet werden können. Das gilt besonders für die Varianten, die die Datenübertragung über eine Subkanaladresse in Multiplex- oder Stoßbetrieb steuern (Bilder 2 und 8). Außerdem ist das Programm für diese beiden Fälle fast identisch. Der einzige Unterschied ergibt sich durch das Programmieren und Starten vom DMA-Schaltkreis. Das KIM (Bild 9) setzt größere Abweichungen von der angewandten Grundstruktur (Bild 2) voraus, die sowohl die Hard-

ware als auch die Software betreffen. Trotz dieser Unterschiede ist es möglich, nur ein KIM zu entwickeln, das hardwaremäßig durch entsprechende Umschalter für alle drei Betriebsarten geeignet wäre. Außerdem muß natürlich das Steuerprogramm entsprechend auswechselbar sein.
Durch die softwaremäßige Decodierung der Kanalkommandos kann ein KIM mit verschiedenen Steuerprogrammen und keinen oder geringfügigen hardwaremäßigen Änderungen verschiedene Kanalkommandosätze ausführen. Dementsprechend kann ein KIM für Steuerung ungleicher peripherer Geräte angewandt werden.
Die Programmierbarkeit des KIMs ermöglicht die Emulation von einem Gerät und die Steuerung von einem anderen. Das ist z. B. der Fall, wenn ein peripheres Gerät am Eingabe/Ausgabe-Kanal gekoppelt wird und von dem angewendeten Betriebssystem nicht unterstützt wird.

Eingegangen am 22. Januar 1982 NaA 8949

Literatur

[1] *Abrazević, R.; Averjanova, R.*, u.a.: Kanaly vvoda-vyvoda. Moskva: Izd. Statistika 1975
[2] ES EVM Technićeskij proekt tom III čast 2. Kanaly i sistema kontrolja. Minskoe proektnoe bjuro
[3] Z80-PIO Technical Manual. Cupertino, California, Zilog 1977
[4] Z80-CPU Technical Manual Cupertino, California, Zilog 1977
[5] EC 2640 — Unterrichtsmaterial für Techniker. Lehrgänge Teil 5b. VEB Robotron-Vertrieb Leipzig
[6] *Kissjov, J.:* Kanal-Interface-Modul (KIM). Technische Beschreibung, TH Karl-Marx-Stadt, Sekt. Informationstechn., Interner Bericht, April 1981
[7] *Peterson, J.:* Petri Nets. ACM Computing Surveys 9 (1977) 3, S. 223–252
[8] *Agerwala, T.:* Putting Petri Nets to Work. IEEE Computer December 1979, S. 85–94
[9] *Kissjov, J.:* KIM-Steuerprogrammsystem. TH Karl-Marx-Stadt, Sekt. Informationstechn., Interner Bericht, April 1981
[10] Mikrocomputer Datenbuch 1979/80. Z80/Z8/Z8000 Bausteine, Baugruppen, Systeme, Software. Kontron Elektrik GmbH, Mai 1979

Dr.-Ing. *Jordan Kissjov*, Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, 9010 Karl-Marx-Stadt, Postschließfach 964

Mathematische Beschreibung der Signalwandlung durch lineare zeitinvariante Systeme

P. Vielhauer, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Lineare Systeme, Zeitverhalten, Laplace-Transformation, Mikusinski-Operatoren, Übertragungsfaktor

Die Berechnung linearer zeitinvarianter Systeme wird in vielen Lehrbüchern behandelt. Das Grundproblem wird durch Bild 1 charakterisiert. Dabei sind entweder das System und die Eingangsfunktion gegeben, und die Ausgangsfunktion wird gesucht (Analyse) oder Eingangs- und Ausgangsfunktion sind gegeben, und das System wird gesucht (Synthese).
Obwohl seit mehr als zwei Jahrzehnten zur Untersuchung beliebiger Zeitvorgänge eine neue Operatorenrechnung [1] zur Verfügung steht, hat sie bisher nicht den ihr gebührenden Platz gefunden. Mit Ausnahme weniger Autoren [2] [3] benutzt man ausschließlich den Umweg über den Frequenzbereich nach Bild 2. *Simonyi* hat in seinem Buch „Theoretische Elektrotechnik" diese Problematik sehr anschaulich beschrieben (Bild 3). Die Hochebene (1) (Zeitbereich) wird von einem hohen zerklüfteten Gebirge durchzogen. Der Weg zur gesuchten Funktion [hier mit $i(t)$ bezeichnet] ist sehr schwierig. Man steigt deshalb die Leiter (2) (Laplace-Transformation) hinunter in das Flachland (3) (Bildbereich = Frequenzbereich) und findet hier auf bequemen Wegen die Laplace-Transformierte der gesuchten Zeitfunktion. Die Rückkehr in den Zeitbereich erfolgt schließlich über die Leiter (4) (Laplace-Rücktransformation), was in der Regel doch einige Mühe bereitet. Das Bild muß heute ergänzt werden. *Mikusinski* [1] hat inzwischen einen gangbaren Weg quer durch das Gebirge gefunden, und er hat ihn mit „Leitern und Geländern" so gesichert, daß er in keinem Fall komplizierter, sondern im Gegenteil, in einigen heute wichtigen Anwendungsfällen sogar einfacher zu begehen ist als der Umweg über die „Tiefebene". Vor allem entfallen die durch die Konvergenzprobleme der Laplace-Transformation hervorgerufenen Einschränkungen völlig.
Der niederländische Mathematiker *Freudenthal* [4] jubelte deshalb: „Nun wird die Laplace-Transformation ins Museum verwiesen. Die Mathematiker haben die Aufgabe, die Laplace-Transformation den Ingenieuren wieder auszutreiben!"
Die Ingenieure möchten jedoch das vertraute und wirkungsvolle Werkzeug, das Rechnen mit Frequenzen bzw. Spektren, nicht aus der Hand geben. Dazu sind die Vorteile theoretischer, aber vor allem auch praktischer Natur viel zu groß. Zahlreiche Fachleute haben in ihren Veröffentlichungen [5] [6] wiederholt darauf hingewiesen. Nach etwa einem halben Jahrhundert Laplace-

Bild 1
Signalwandlung

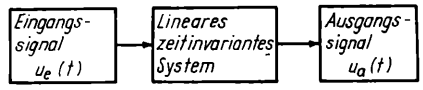


Bild 2
Zeitbereich — Frequenzbereich

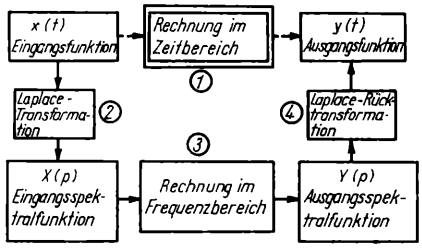
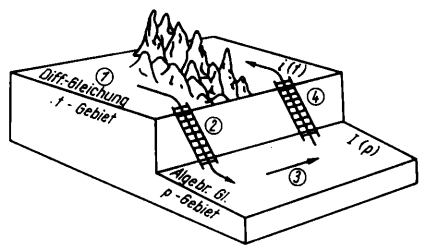


Bild 3. Modell



Transformation kann man sie schon deshalb nicht mehr „ins Museum verweisen", weil die Absolventen der nächsten Jahre die umfangreiche Literatur der letzten Jahrzehnte nicht mehr verstehen könnten!
Mikusinskis Operatorenrechnung einfach als mathematische Spielerei zu ignorieren, wäre genau so falsch wie der Verzicht auf die Laplace-Transformation. Beide Methoden sollten miteinander verbunden werden, nebeneinander stehen, und es sollte jeweils diejenige benutzt werden, die dem vorliegenden Problem angepaßt ist.

1. Operatoren als Zuordner von Funktionen

In zunehmendem Umfang interessiert die Übertragung irgendwelcher Impulse bzw. Impulsfolgen, allgemeiner gesagt, die Übertragung von beliebigen Zeitfunktionen. In solchen Fällen ist es in der Regel vorteilhafter, die Vorgänge direkt im Zeit-

bereich zu verfolgen. Das hat man natürlich auch schon vor *Mikusinski* getan. Jeder, der die Laplace-Transformation kennt, weiß, daß der Beziehung im Frequenzbereich

$$Y(p) = G(p) \cdot X(p) \tag{1}$$

im Zeitbereich das Faltungsintegral

$$y(t) = \int_0^t g(t-\tau) \cdot x(\tau)\, \mathrm{d}\tau \tag{2}$$

entspricht, wobei die Gewichtsfunktion durch

$$g(t) = \boldsymbol{L}^{-1}[G(p)] \tag{3}$$

gegeben ist.
Die „Übersetzung" der Gl. (1) aus dem Frequenzbereich in die Gl. (2) des Zeitbereichs ist aber nur dann problemlos durchführbar, wenn der komplexe Übertragungsfaktor $G(p)$ eine Laplace-Transformierte ist und damit eine Gewichtsfunktion $g(t)$ existiert. Das ist durchaus nicht immer der Fall! Schon im ersten Kapitel über Laplace-Transformation [7] lernt man, daß auf jeden Fall

$$\lim_{p=\sigma\to\infty} G(p) = 0. \tag{4}$$

gelten muß. Und hier gewinnen die *Mikusinski*-Operatoren ihre Bedeutung. Dazu sei der im Bild 4 dargestellte einfache Vierpol betrachtet, der aus einem einzigen im Querzweig liegenden

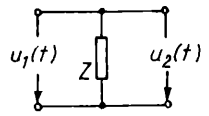


Bild 4. Einfacher Vierpol

Zweipol Z besteht. Die Spannung $u_1(t)$ soll als Eingangsgröße, die Spannung $u_2(t)$ als Ausgangsgröße betrachtet werden. Offensichtlich gilt dann im Zeitbereich unabhängig vom Aufbau des Zweipols Z die Gleichung

$$u_2(t) = u_1(t). \tag{5}$$

Die (verallgemeinerten) Spektren, d.h. die Laplace-Transformierten dieser Funktionen, müssen dann ebenfalls gleich sein:

$$U_2(p) = U_1(p). \tag{6}$$

Der komplexe Übertragungsfaktor ist demzufolge

$$G(p) = 1. \tag{7}$$

Diese konstante Funktion erfüllt die oben genannte Bedingung nicht; sie ist also keine Laplace-Transformierte. Eine Gewichtsfunktion existiert also nicht! Trotzdem hat man die Gl. (6) unter Verwendung des Faltungsintegrals in den Zeitbereich übersetzt:

$$u_2(t) = \int_0^t \delta(t-\tau)\, u_1(\tau)\, \mathrm{d}\tau. \tag{8}$$

Als Gewichtsfunktion wurde dazu die Diracsche Deltafunktion $\delta(t)$ eingeführt, die jedoch keine Funktion im Sinne der klassischen Analysis ist. Somit ist auch das Integral in Gl. (8) nicht im Riemannschen Sinne zu verstehen.
Abgesehen von diesen rechnerischen Schwierigkeiten erscheint es sehr umständlich und unnütz, den einfachen Sachverhalt Gl. (5) durch die komplizierte Gl. (8) darzustellen. Viel einfacher ist es zu sagen, der Gl. (6) entspricht im Zeitbereich die Gleichung

$$\{u_2(t)\} = 1 \cdot \{u_1(t)\}. \tag{9}$$

Die Schwierigkeiten entstehen offenbar dadurch, daß man das Produkt im Frequenzbereich unbedingt im Zeitbereich durch ein Faltungsintegral ersetzen will. Wesentlich einfacher und anschaulicher werden die Betrachtungen im Zeitbereich, wenn man allgemein festlegt: Der Gl. (1) im Frequenzbereich entspricht im Zeitbereich die Gleichung

$$\{y(t)\} = G(s)\{x(t)\}. \tag{10}$$

Hierbei versteht man unter $G(s)$ einen Operator, d.h. eine Vorschrift zur Umwandlung der Zeitfunktion $\{x(t)\}$. Die geschweiften Klammern sollen zum Ausdruck bringen, daß die Funktion als Ganzes zu betrachten ist und nicht nur ein einzelner Funktionswert $x(t)$. Außerdem soll damit angedeutet werden, daß die Funktionen erst nach dem Einschalten vorhanden sind, daß also stets

$$\{x(t)\} = \begin{cases} x(t) & (t \geqq 0) \\ 0 & (t < 0) \end{cases} \tag{11}$$

gilt.
Man muß sich daran gewöhnen, daß es außer Zahlen und Funktionen eine dritte mathematische Kategorie gibt, die Operatoren:

– Eine Funktion ordnet jeder Zahl (eines vorgegebenen Bereiches) eine Zahl zu.

– Ein Operator ordnet jeder Funktion (einer vorgegebenen Funktionenmenge) eine Funktion zu.

Ein Operator ist damit das direkte mathematische Modell eines Systems im Zeitbereich. Die Frage ist nun, wie die Operatoren zur Beschreibung von linearen, zeitinvarianten Systemen aussehen und wie man mit ihnen rechnen kann.
Die Definition soll, abweichend vom Vorgehen *Mikusinskis*, in enger Anlehnung an die komplexen Übertragungsfaktoren des Laplace-Bildbereichs vorgenommen werden [2].

2. Zahlenoperator, Verschiebungsoperator

Der Übertragungsoperator des oben betrachteten extrem einfachen Beispiels ist offenbar die Zahl 1. Sie ist also ein Spezialfall der gesuchten Operatoren. In Verallgemeinerung dieses Beispiels wird festgelegt: Ist k eine reelle (oder auch komplexe) Zahl, so entspricht der Bildgleichung

$$Y(p) = k\, X(p) \tag{12}$$

die analoge Gleichung im Zeitbereich

$$\{y(t)\} = k\{x(t)\}. \tag{13}$$

Der Übertragungsoperator k wird Zahlenoperator genannt. Seine Multiplikation mit einer Funktion entspricht der gewöhnlichen Multiplikation. Er ist damit der Übertragungsoperator des idealen Verstärkers mit dem Verstärkungsfaktor k.
Zur Beschreibung von Systemen, die eine zeitliche Verschiebung (Verzögerung) der Eingangsfunktion bewirken, wird ein weiterer Grundoperator benötigt, der Verschiebungsoperator. Analog zum Verschiebungssatz des Frequenzbereichs

$$Y(p) = \mathrm{e}^{-pT} X(p) \tag{14}$$

schreibt man im Zeitbereich

$$\{y(t)\} = \mathrm{e}^{-sT}\{x(t)\} \tag{15}$$

und definiert damit den Verschiebungsoperator e^{-sT}. Seine Anwendung auf eine beliebige Funktion bewirkt deren Verschiebung um T nach rechts:

$$\mathrm{e}^{-sT}\{x(t)\} = \begin{cases} 0 & (t < T) \\ x(t-T) & (t \geqq T). \end{cases} \tag{16}$$

Der Verschiebungsoperator könnte durch jedes andere Symbol genau so dargestellt werden, jedoch hat sich die obige Darstellung für das Rechnen als besonders günstig erwiesen. Es ist einleuchtend, daß das Produkt von zwei der hier definierten Grundoperatoren der (rückwirkungsfreien) Kettenschaltung der zwei zugehörigen Systeme entspricht (Bild 5*a*). Analog entspricht die Addition zweier Operatoren der Parallelschaltung von zwei Systemen (Bild 5*b*).
Mikusinski hat gezeigt, daß man mit diesen Operatoren wie mit Zahlen rechnen kann (Klammerregeln, Bruchrechnung, Potenzrechnung usw.). Unter einem Quotienten aus zwei Operatoren

$$\frac{G_1}{G_2} = G_3 \tag{17}$$

versteht man dabei den Operator G_3, dessen Multiplikation mit dem Nenner G_2 den Zähler G_1 liefert:

$$G_3 \cdot G_2 = G_1. \tag{18}$$

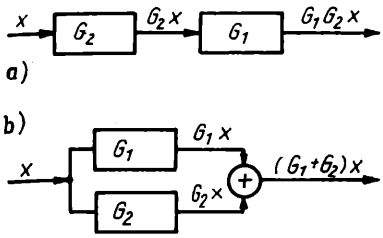


Bild 5. *a*) Kettenschaltung, *b*) Parallelschaltung

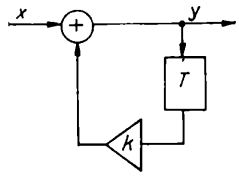


Bild 6. Digitales Filter

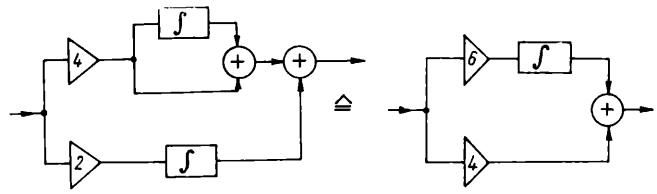


Bild 7. Beispiel

3. Beschreibung von zeitdiskreten Netzwerken

Zeitdiskrete Netzwerke bestehen nur aus Addiergliedern, Multiplikatoren und Verzögerungsgliedern. Die beiden oben definierten Grundoperatoren genügen daher bereits zu ihrer Beschreibung. Ein einfaches Beispiel soll zur Demonstration dienen. Es soll der Übertragungsfaktor des digitalen Filters nach Bild 6 angegeben werden.
Lösung: Am Addierglied gilt

$$x + k \cdot \mathrm{e}^{-sT} y = y. \tag{19}$$

Hieraus folgt durch Auflösen

$$y = \frac{1}{1 - k\,\mathrm{e}^{-sT}}\, x. \tag{20}$$

Legt man an den Eingang einen einzelnen Impuls mit der Amplitude I_0 und beliebiger Form $\{f(t)\}$, so erhält man am Ausgang

$$y = \frac{1}{1 - k\,\mathrm{e}^{-sT}}\, I_0\,\{f(t)\}. \tag{21}$$

Mikusinski zeigt, daß auch für Operatoren die Summenformel der geometrischen Reihe gilt und daß sie sogar für $k \geqq 1$ im Sinne der Operatorenrechnung konvergiert. Demnach folgt

$$y = (1 + k\,\mathrm{e}^{-sT} + k^2\,\mathrm{e}^{-s\,2\,T} + \cdots)\, I_0\,\{f(t)\}. \tag{22}$$

Am Ausgang erscheinen also im Abstand T unendlich viele Impulse der gleichen Form, wobei der n-te Impuls die Amplitude $k^{n-1} I_0$ hat.
Das Beispiel zeigt, wie einfach und anschaulich das Rechnen mit Operatoren im Zeitbereich ist. Die Pseudofunktion Diracsche Deltafunktion mit ihren aus dem Rahmen fallenden Rechengesetzen wird überhaupt nicht benötigt.
Offensichtlich ergibt sich aus dem Übertragungsoperator
– für $s = p$ der komplexe Übertragungsfaktor im Sinne der Laplace-Transformation
– für $\mathrm{e}^{+sT} = z$ der komplexe Übertragungsfaktor im Sinne der z-Transformation.

4. Integrationsoperator, Differentiationsoperator

Für kontinuierlich arbeitende Systeme sind die Integration und ihre Umkehrung von besonderer Bedeutung.
Im Laplace-Bildbereich (Frequenzbereich) wird das Integrierglied durch folgende Gleichung beschrieben:

$$Y(p) = \frac{1}{p} \cdot X(p). \tag{23}$$

Hier bereitet die Übersetzung in den Zeitbereich keine Schwierigkeiten, da wegen

$$L^{-1}\left[\frac{1}{p}\right] = \{1\} \tag{24}$$

das Faltungsintegral ohne Schwierigkeiten berechnet werden kann:

$$y(t) = \int_0^t 1 \cdot x(\tau)\,\mathrm{d}\tau = \int_0^t x(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \tag{25}$$

Mikusinski schreibt dafür abkürzend:

$$\{y(t)\} = \{1\}\,\{x(t)\} \tag{26}$$

und deutet diese Gleichung in folgender Weise:
Der Übertragungsoperator G eines Integriergliedes ist gleich der Funktion $\{1\}$. Ihre Multiplikation mit irgendeiner Eingangsfunktion bedeutet Integration (Faltung mit der Funktion $\{1\}$). Damit ist die Funktion $\{1\}$ (Einheitssprungfunktion) als weiteres Element der Menge der Operatoren eingeführt, und zwar als Integrationsoperator.
Seine Kombination (Addition und Multiplikation) mit den oben definierten Grundoperatoren ist nach *Mikusinski* ohne Einschränkung möglich und führt zur Beschreibung zusammengesetzter Systeme. Am folgenden Beispiel wird das gezeigt (Bild 7):

$$G = 4\,(\{1\} + 1) + 2\,\{1\} = 4\,\{1\} + 4 + 2\,\{1\} = 6\,\{1\} + 4 = \{6\} + 4.$$

Das Beispiel zeigt außerdem, daß die geschweiften Klammern unbedingt notwendig sind, um eine konstante Funktion von einem Zahlenoperator unterscheiden zu können.
Der Differentiationsoperator s soll der Übertragungsfaktor eines idealen Differenzierngliedes sein. Da ein solches Differenzierglied die Wirkung eines Integrierngliedes bei Kettenschaltung aufhebt, muß

$$s \cdot \{1\} = 1 \tag{27}$$

gelten. Multipliziert man diese Gleichung mit einer Funktion $\{x'(t)\}$, die die Ableitung einer stetigen und mit Ausnahme endlich vieler Knickstellen differenzierbaren Funktion $\{x(t)\}$ ist, so gilt:

$$s\,\{1\}\,\{x'(t)\} = \{x'(t)\}$$
$$s\,\{x(t) - x(0)\} = \{x'(t)\}$$
$$s\,\{x(t)\} - s\,x(0)\,\{1\} = \{x'(t)\}$$

und damit

$$s\,\{x(t)\} = \{x'(t)\} + x(0). \tag{28}$$

Heaviside hatte mit seiner Festlegung des Differentiationsoperators also recht, so lange die betrachtete Funktion im Nullpunkt den Wert $x(0) = 0$ hatte, also im Nullpunkt stetig verlief!
Die Gl. (28) ist das Analogon zum Differentiationssatz des Frequenzbereichs

$$p\,L\,\{x(t)\} = L\,\{x'(t)\} + x(0). \tag{29}$$

Das ist auch der Grund dafür, daß jede Zeitfunktion, die eine Laplace-Transformierte hat, als eine Funktion von s dargestellt werden kann, die mit der Laplace-Transformierten formal übereinstimmt.

Beispiel:

$$s\,\{\mathrm{e}^{\alpha t}\} = \{\alpha\,\mathrm{e}^{\alpha t}\} + 1$$
$$(s - \alpha)\,\{\mathrm{e}^{\alpha t}\} = 1$$
$$\{\mathrm{e}^{\alpha t}\} = \frac{1}{s - \alpha}. \tag{30}$$

Die Laplace-Transformierte dieser Funktion lautet

$$L\,\{\mathrm{e}^{\alpha t}\} = \frac{1}{p - \alpha}. \tag{31}$$

Die Gl. (30) besagt, daß es im Sinne der Operatorenrechnung gleichgültig ist, ob man eine Funktion mit $\{\mathrm{e}^{\alpha t}\}$ oder mit $\frac{1}{s - \alpha}$ multipliziert.
Durch Kettenschaltung von n Differenziergliedern kann man die n-te Potenz von s erklären:

$$
\begin{aligned}
s^n\{x(t)\} &= s^{n-1}(s\{x(t)\}) = s^{n-1}(\{x'(t)\} + x(0)) \\
&= s^{n-2}(s\{x'(t)\}) + x(0)\cdot s^{n-1} \\
&= s^{n-2}(\{x''(t)\} + x'(0)) + x(0)\cdot s^{n-1} \\
&\vdots \\
s^n\{x(t)\} &= \{x^{(n)}(t)\} + x^{n-1}(0) + x^{n-2}(0)\,s + \cdots \\
&\quad + x(0)\,s^{n-1} \\
&\quad (n = 1, 2, \ldots).
\end{aligned} \tag{32}
$$

Mit dem Differentiationsoperator s kann man nun formal die gleichen Rechenschritte ausführen, wie im Bildbereich der Laplace-Transformation mit der komplexen Variablen p. Diese Tatsache führte zu der Annahme, daß die Laplace-Transformation „ins Museum verwiesen" werden kann.

5. Dirac-Stoß

Die Gl. (28) besagt, daß die Antwort eines idealen Differenziergliedes auf eine im Einschaltmoment $t = 0$ unstetige Funktion $\{x(t)\}$ keine Zeitfunktion ist, sondern eine Summe aus einer Zeitfunktion und einer Zahl, also ein echter Operator! Wie kann man das deuten? Die einfachste Antwort ist: so etwas gibt es in der Praxis nicht!
Für viele Untersuchungen (z.B. von zeitdiskreten Systemen) ist es jedoch vorteilhaft, mit idealisierten (abstrakten) Signalen zu rechnen.

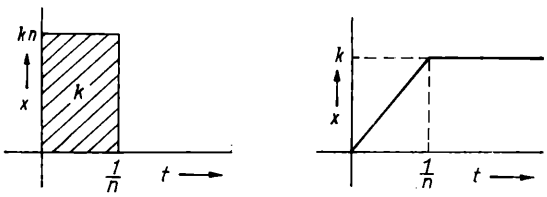


Bild 8. Zur Definition des Dirac-Stoßes

Betrachtet man eine Folge von Rechteckimpulsen nach Bild 8 mit $n = 1, 2, \ldots$, so konvergiert diese Folge im Sinne der Operatorenrechnung gegen den Zahlenoperator k, wobei k gleich der Impulsfläche ist. Anders ausgedrückt: Der Zahlenoperator k kann als Dirac-Stoß der Stärke k gedeutet werden.
Beweis: Nach Bild 8 gilt

$$
\lim_{n\to\infty} k\,n\,\{1\}\left(1 - \mathrm{e}^{-s\frac{1}{n}}\right) = \frac{1}{\{1\}} \lim_{n\to\infty} k\,n\,\{1\}\,\{1\}\left(1 - \mathrm{e}^{-s\frac{1}{n}}\right)
$$

$$
= \frac{1}{\{1\}} \lim_{n\to\infty} k\,n\,\{t\}\left(1 - \mathrm{e}^{-s\frac{1}{n}}\right) = \frac{1}{\{1\}}\{k\} = \frac{k\,\{1\}}{\{1\}} = k.
$$

Damit kann nun die Antwort des Differenziergliedes als Überlagerung aus der Ableitung der Eingangsfunktion und einem Dirac-Stoß gedeutet werden, dessen Stärke mit dem Sprung der Eingangsfunktion im Einschaltmoment übereinstimmt.
Offensichtlich ist der Operator $k\,\mathrm{e}^{-sT}$ als verschobener Dirac-Stoß der Stärke k im Zeitpunkt T zu betrachten.

6. Gewichtsfunktion

Obwohl mit den bisher besprochenen Grundoperatoren jedes lineare zeitinvariante System beschrieben werden kann, ist es für viele Berechnungen vorteilhaft, einen weiteren Operator bereitzustellen. Existiert eine Gewichtsfunktion nach Gl. (3), dann schreibt man Gl. (2) abkürzend als Produkt

$$
\{y(t)\} = \{g(t)\}\,\{x(t)\} \tag{33}
$$

und deutet sie durch Vergleich mit Gl. (10) so: Die Gewichtsfunktion $\{g(t)\}$ ist der Übertragungsoperator des Systems. Die Multiplikation mit einer Funktion $\{x(t)\}$ bedeutet Faltung.
Sind Verwechslungen mit Zahlenoperatoren ausgeschlossen, so schreibt man noch kürzer

$$
y = g \cdot x. \tag{34}
$$

Läßt man auch idealisierte Signale zu, so ergibt sich für den Dirac-Stoß $x = 1$ die Antwort

$$
y = g = \{g(t)\}. \tag{35}
$$

Die Gewichtsfunktion ist also die Stoßreaktion (Impulsantwort) des Systems.

Da das Faltungsprodukt alle Gesetze eines gewöhnlichen Zahlenprodukts erfüllt, kann der Operator $\{g(t)\}$ als weiteres Element in die Menge der Operatoren zur Beschreibung linearer zeitinvarianter Systeme aufgenommen werden.
Mikusinski verwendet Gl. (33) bzw. deren „Auflösung"

$$
\{g(t)\} = \frac{\{y(t)\}}{\{x(t)\}} \tag{36}
$$

als Ausgangspunkt für die Entwicklung seiner Operatorenrechnung. Daß die oben mehr oder weniger anschaulich begründeten Rechnungen durchgeführt werden durften, liegt letzten Endes darin begründet, daß jeder der betrachteten Operatoren als „Quotient" zweier Funktionen

$$
G = \frac{\{y(t)\}}{\{x(t)\}} \tag{37}
$$

gedeutet werden kann, wobei die Division als Umkehrung zum Faltungsprodukt eingeführt wird.
Der oben definierte Integrationsoperator $\{1\}$ ist offensichtlich eine spezielle Gewichtsfunktion.
Die häufig verwendete Übergangsfunktion (Sprungreaktion) ist

$$
\{h(t)\} = \{g(t)\}\,\{1\} = \{1\}\,\{g(t)\}. \tag{38}
$$

Wird sie zur Systemcharakterisierung benutzt, so ergibt sich die Ausgangsfunktion:

$$
\begin{aligned}
\{y(t)\} &= \{g(t)\}\,\{x(t)\} = \frac{\{h(t)\}}{\{1\}}\,\{x(t)\} = s\,\{h(t)\}\,\{x(t)\} \\
&= (\{h'(t)\} + h(0))\,\{x(t)\} = \left\{\int_0^t h'(t-\tau)\,x(\tau)\,\mathrm{d}\tau + h(0)\cdot x(t)\right\}.
\end{aligned} \tag{39}
$$

7. Übertragungsoperator der elektrischen Leitung

Als Beispiel für einen etwas komplizierteren Operator soll eine angepaßt betriebene Leitung mit den Leitungskonstanten R', G', L' und C' betrachtet werden [2]. Löst man das partielle Differentialgleichungssystem z.B. mit Hilfe der Laplace-Transformation, so ergibt sich für die Laplace-Transformierte der Spannung am Ausgang in Abhängigkeit von der am Eingang

$$
U_a(p) = \mathrm{e}^{-\sqrt{(R' + pL')(G' + pC')}\,l} \cdot U_e(p). \tag{40}
$$

Mit Hilfe der Abkürzungen

$$
D = \frac{1}{2}\left(\frac{R'}{L'} + \frac{G'}{C'}\right),
$$

$$
V = \frac{1}{2}\left(\frac{R'}{L'} - \frac{G'}{C'}\right),
$$

$$
\tau_0 = \sqrt{L'\,C'}\,l
$$

kann Gl. (40) in

$$
\begin{aligned}
U_a(p) &= \mathrm{e}^{-p\tau_0} \cdot \mathrm{e}^{-D\tau_0} \\
&\times \left[1 + \left(\mathrm{e}^{\tau_0\left[(p+D) - \sqrt{(p+D)^2 - V^2}\right]} - 1\right)\right] U_e(p)
\end{aligned} \tag{41}
$$

umgeformt werden. Aus einer Korrespondenztabelle der Laplace-Transformation entnimmt man, daß dem Ausdruck in der runden Klammer die Zeitfunktion

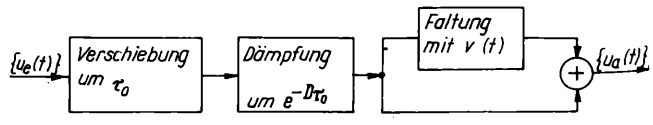


Bild 9
Leitungsmodell

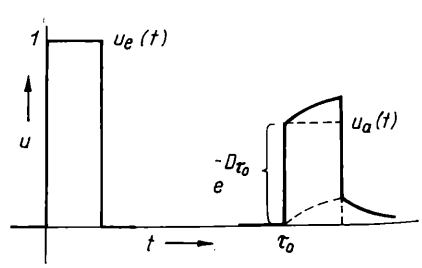


Bild 10
Leitungsübertragung

Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 8

A. Möschwitzer, Dresden

c) Werden Speicherzellen mit festem Inhalt verwendet, die nur gelesen werden können, so spricht man von Nurlesespeichern = ROM (ROM read only memory). Ein solcher ROM ist z.B. eine NOR-Matrix gemäß Bild 44. In Bild 89 ist eine NOR-Matrix in ihrer Anwendung als ROM gezeigt. Die Speicherinhalte werden durch das Anschalten bzw. Nichtanschalten der Gates bestimmter Transistoren an die Wortleitungen W_1 . . . festgelegt. Das erfolgt bereits bei der Herstellung des Speichers, kann also vom Anwender nicht mehr geändert werden. Ein solcher Speicher wird maskenprogrammiert genannt und kann nicht mehr gelöscht werden.

Eine besondere Form des ROM ist ein Speicher, der als Speicherzellen besondere MOS-Transistoren verwendet, bei denen durch die Aufladung eines Speichergates eine elektrische Programmierung erfolgt. Solche Speicher sind auch löschbar und zwar mit UV-Strahlen. Deshalb haben sie auch einen gesonderten Namen erhalten, sie werden EPROM genannt (EPROM, erasable programmable read only memory). Ein solcher spezieller Speichertransistor ist im Bild 90 gezeigt. Er hat neben dem „normalen" Steuergate noch ein völlig isoliertes Speichergate. Da dieses Speichergate von keiner äußeren Spannung gesteuert werden kann, also potentialmäßig „schwebt", wird es als Floatinggate bezeichnet. Die Speichertransistoren nennt man deshalb auch Floatinggatetransistoren. Der Speicherzustand dieser Zellen wird durch den Ladungszustand dieses Floatinggate bestimmt. Die Aufladung des Floatinggate mit Elektronen erfolgt durch sogenannte „heiße" Elektronen. Solche „heißen" Elektronen, d.h. stark beschleunigte Elektronen, erzeugt man mit hohen Spannungen (20 V) am Drain.

Wie wirkt sich der Speicherzustand beim Lesen aus?

Der Speicherzustand wird gelesen, indem an das Gate eine Spannung von z.B. 5 V angelegt und geprüft wird, ob dabei der Transistor leitet, d.h. zwischen Drain und Source ein Strom fließt.

i) Ist das Floatinggate nicht geladen, so kann der Transistor mit der Steuergatespannung (z.B. 5 V) eingeschaltet werden, da sie größer ist als die Schwellspannung ($U_p \approx 1$ V). Das entspricht dem Zustand 1.

ii) Ist das Floatinggate geladen, so kann der Transistor mit den Steuergatespannungen von etwa 5 V nicht eingeschaltet werden, weil bei negativ geladenem Speichergate die Schwellspannung größer als 5 V ist. Das entspricht dem Zustand Ø.

Die Programmierung solcher EPROM-Speicher kann damit durch hohe Spannungsimpulse am Drain der betreffenden Speichertransistoren erfolgen. Das kann vom Anwender selbst mit einem Programmiergerät gemacht werden. Mit UV-Licht wird der Speicher im ganzen gelöscht. In diesem Fall sind dann alle Speicherzellen im Zustand 1.

Ein Beispiel eines solchen EPROM-Speicherschaltkreises ist der U555, dessen Anschlußbelegung im Bild 91 gezeigt ist. Es ist 1 kByte-Speicher (1024 × 8 bit) mit den 8 Datenausgängen $DO_1 \cdots DO_8$ und den 10 Adressenleitungen $A_0 \cdots A_9$ ($2^{10} = 1024$). Die Betriebsspannungen betragen + 5 V, − 5 V und + 12 V. Das Enablesignal CE ist low aktiv ($\overline{CE}$). Der Anschluß V_{PP} dient zum Programmieren. Er erhält beim Programmieren Spannungsimpulse von $V_{PP} \approx 23$ V. Das Programmieren erfolgt mit einem speziellen Gerät byteweise in mehreren Zyklen.

Nach dem Löschen mit UV-Licht ($\lambda = 200 \cdots 300$ µm, $p_s = 12 \cdots 15$ mW/cm²) befinden sich alle Zellen im Zustand 1.

Erfolgt auch das Löschen der Floatinggatezellen elektrisch, z.B. mit einem Tunnelstrom durch ein extrem dünnes

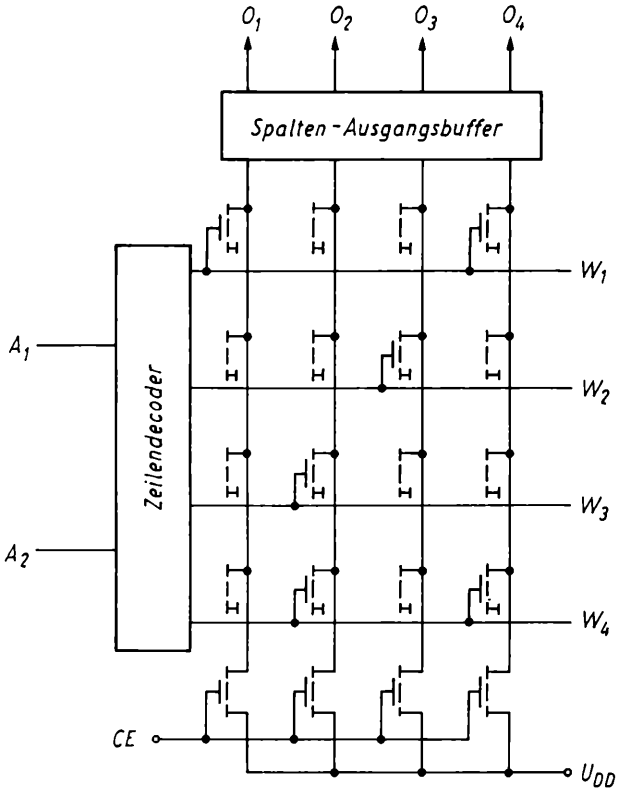


Bild 89. MOS-ROM-Speicher (Prinzip)

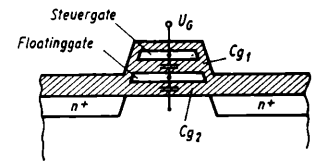


Bild 90. Querschnitt eines SAMOST-Speicherfeldeffekttransistors für EPROM

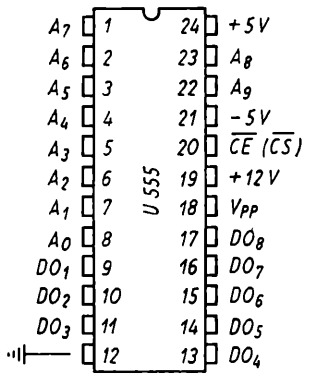


Bild 91. Anschlußbelegung des EPROM-Speicherschaltkreises U 555 ▶

(≦ 20 nm) Gateoxid, so spricht man von E²PROM (electrical erasable PROM).

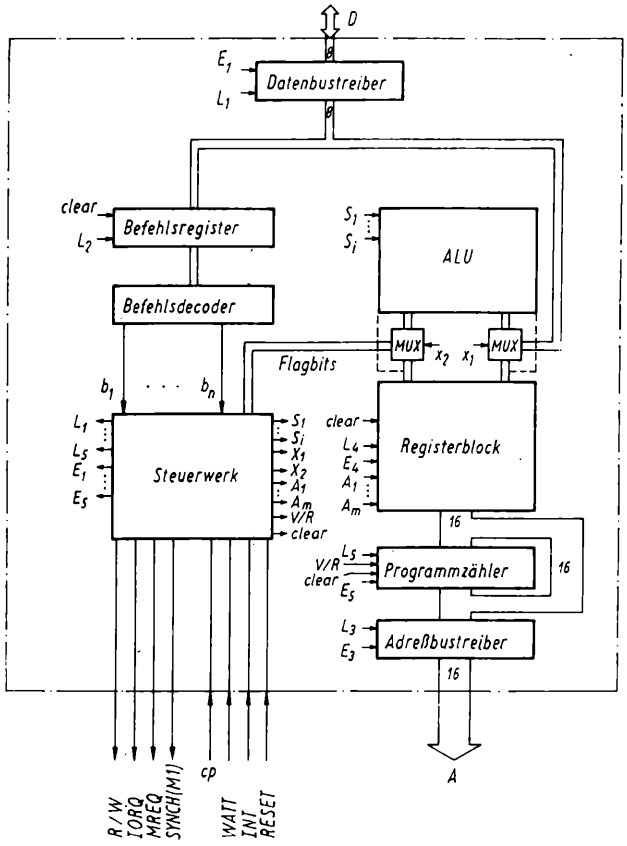
4.2. Mikroprozessorschaltkreise (CPU)

Ein Mikroprozessorschaltkreis ist eine komplette zentrale Verarbeitungseinheit (CPU, central processor unit) eines elektronischen Rechners. In Bild 92a ist die prinzipielle Systemarchitektur und in Bild 92b das Logiksymbol eines Mikroprozessorschaltkreises gezeigt.

Ein Mikroprozessorschaltkreis hat die drei folgenden Hauptbestandteile:

- arithmetisch-logische Einheit (ALU)
- Registerblock einschließlich Programmzähler
- Befehlsdecoder und Steuerwerk.

Die ALU verknüpft die Daten arithmetisch und logisch, wie es im Abschn. 3.3. beschrieben wurde. Der Registerblock



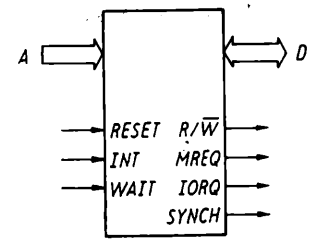
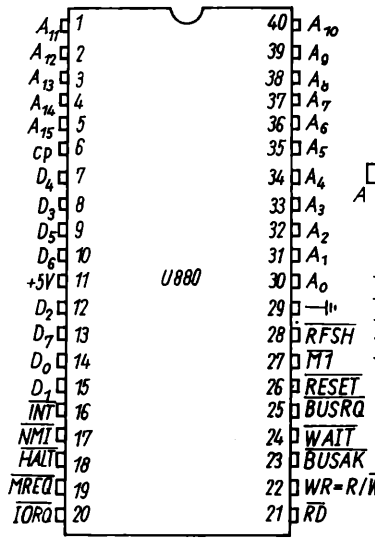
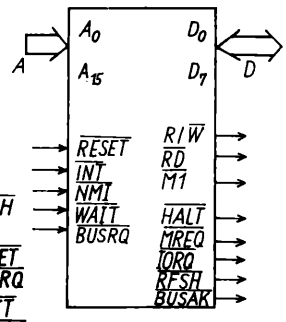


Bild 92. a) Blockschaltbild, b) Logiksymbol eines Mikroprozessor-Schaltkreises

Bild 93. a) Anschlußbelegung, b) Logiksymbol des Mikroprozessor-Schaltkreises U 880





enthält Register gemäß Bilder 54 und 55 zur Zwischenspeicherung von Daten und Adressen. Der Programmzähler ist ein spezielles Register, das nach jedem Lesevorgang seinen Inhalt um 1 erhöht. Der Befehlsdecoder besteht im wesentlichen aus NOR-Matrizen. Er decodiert aus jedem Befehlswort ein Befehlssteuersignal, das an das Steuerwerk zur Festlegung der Steuersignalsequenz zur Abarbeitung des Befehls gegeben wird. Das Steuerwerk (s. Abschn. 3.3.8., Bild 67) liefert in zeitlicher Reihenfolge Steuersignale:

L. E (load, enable) zur Aktivierung der Ein- und Ausgänge der Register

A (address) zur Auswahl der Register im Registerblock

X zur Schaltung der Datenwege durch Multiplexer und Schalttransistoren

S zur Festlegung des Operationsmodus der ALU sowie weitere Steuersignale für externe Einheiten.

Die nach außen abgegebenen Steuersignale sind z. B.:

— R/W = 1 bedeutet, daß gelesen werden soll
= Ø bedeutet, daß geschrieben werden soll

— MREQ = 1 bedeutet, es soll ein Speicherschaltkreis (s. Abschn. 4.1.) angesprochen werden

— IORQ = 1 bedeutet, es soll ein Eingabe/Ausgabeschaltkreis (s. Abschn. 4.4.) angesprochen werden

— SYNCH(M1) ist ein Synchronisationssignal.

Der Mikroprozessorschaltkreis kann auch von externen Signalen gesteuert werden:

— RESET = 1 bewirkt, daß alle Register des Mikroprozessorschaltkreises auf Ø zurückgesetzt werden

— WAIT = 1 bewirkt, daß der Mikroprozessorschaltkreis mit der weiteren Abarbeitung eines Befehls wartet, bis WAIT wieder inaktiv (= Ø) wird. Das ist für die Zusammenarbeit mit langsamen äußeren Geräten notwendig

— INT = 1 bewirkt, daß der Mikroprozessorschaltkreis seine Programmabarbeitung unterbricht (interrupt) und eine sogenannte Interruptroutine ausführt (danach springt er wieder in das laufende Programm zurück).

Weiterhin geht aus Bild 92 hervor, daß nach außen ein Datenbus D und Adreßbus A führen. Über den Datenbus erfolgt der Transfer von Daten (Binärwörtern) oder Befehlen. Bei 8-bit-Mikroprozessoren hat dieser Datenbus 8 Datenleitungen.

Der Adreßbus hat in der Regel 16 Leitungen und wird entweder vom Inhalt des Programmzählers (beim Lesen von Befehlen) oder eines Adreßregisters (beim Lesen von Datenwörtern) bedient. Mit diesen 16 Adressensignalen lassen sich 2^{16} = 64 kByte (1 kByte = 1024 Byte) Speicher adressieren.

Tafel 12. Steuersignale der Mikroprozessor CPU U 880

Steuersignal	Bedeutung
$\overline{M1}$ (SYNCH) (Ausgang (Ausgang low aktiv)	CPU liest ein Befehlsbyte
$\overline{MREQ}$ (Ausgang low aktiv)	CPU hat auf den Adreßbus eine Adresse zum Speicherzugriff gegeben
$\overline{IORQ}$ (Ausgang low aktiv)	CPU hat die niederwertigen 8 bit zur Adressierung des Eingabe- bzw. Ausgabeports gegeben
$\overline{RD}$ (Ausgang low aktiv)	CPU ist bereit, Daten zu lesen
$\overline{WR}$ = R/$\overline{W}$ (Ausgang low aktiv)	CPU hat auf dem Datenbus Daten (zum Schreiben der Speicher oder zur Ausgabe) bereitgestellt
$\overline{RFSH}$ (Ausgang low aktiv)	CPU hat die niederwertigen Bits einer Adresse zum Auffrischen der Speicher gegeben
$\overline{HALT}$ (Ausgang low aktiv)	CPU führt keine Befehle aus
$\overline{BUSAK}$ (Ausgang low aktiv)	CPU hat sich vom Datenbus abgeschaltet
$\overline{BUSRQ}$ (Eingang low aktiv)	CPU soll sich vom Datenbus abschalten
$\overline{INT}$ (Eingang low aktiv)	Interruptanforderung an die CPU
$\overline{NMI}$ (Eingang low aktiv)	Interruptanforderung an die CUP mit höchster Priorität
$\overline{RESET}$ (Eingang low aktiv)	Programmzähler und Register der CPU werden zurückgesetzt
$\overline{WAIT}$ (Eingang low aktiv)	CPU soll in eine Warteschleife gelangen

cp ist der Systemtakt (z. B. 2 MHz) und die Betriebsspannung ist + 5 V.

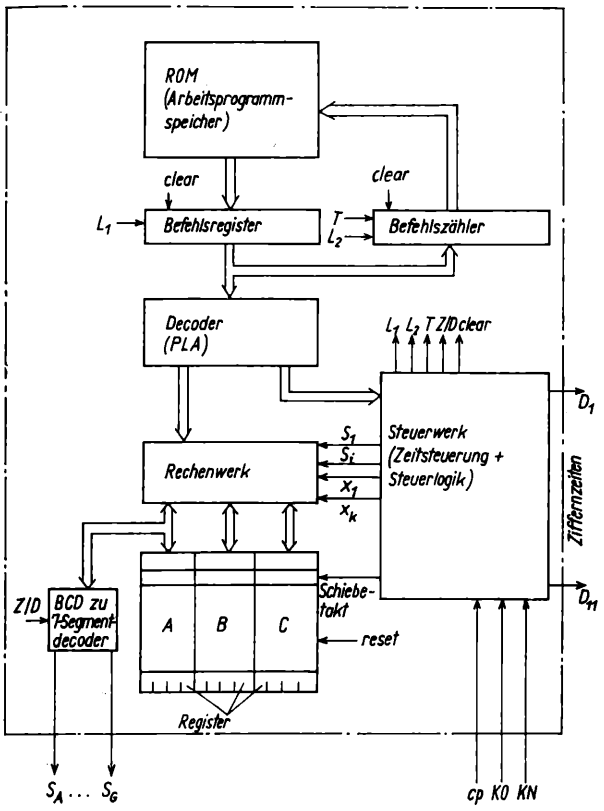


Bild 94. Blockschaltbild eines Taschenrechner-Schaltkreises

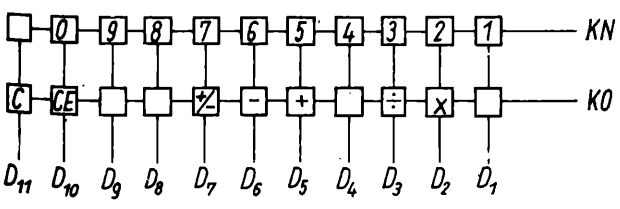
Die Arbeit des Mikroprozessors beginnt grundsätzlich mit einem Befehlsholezyklus (instruction fetch), indem der Inhalt des Programmzählers auf den Adreßbus gegeben wird und aus dem damit adressierten Speicher das entsprechende Befehlswort über den Datenbus über das Befehlsregister in den Befehlsdecoder geholt wird. Gleichzeitig wird der Inhalt des Programmzählers um 1 erhöht. Der Befehlsdecoder liefert an das Steuerwerk ein entsprechendes Befehlssteuersignal b, wodurch das Steuerwerk einen Mikro-Operationssteuerzyklus ablaufen läßt, der der Abarbeitung dieses Befehls entspricht. Nach der Abarbeitungsphase des Befehls, in deren Verlauf z.B. weitere Speicherzugriffe oder Eingabe/Ausgabezyklen ablaufen können, erfolgt mit der Aussendung der um 1 erhöhten Befehlsadresse das Holen des nächsten Befehls usf.

Als Beispiel ist im Bild 93a die Anschlußbelegung des 8-bit-Mikroprozessorschaltkreises U 880 gezeigt. Außer den bereits an der Modellarchitektur beschriebenen Steuersignalen sind an diesem technischen Exemplar noch eine Reihe weiterer vorhanden, deren Wirkung in Tafel 12 beschrieben sind.

4.3. Taschenrechnerschaltkreise (CALCULATOR)

Hier soll nur der einfachste Fall betrachtet werden. In Bild 94 ist die vereinfachte Systemarchitektur eines Taschenrechnerschaltkreises dargestellt. Hieran sind auch die bereits besprochenen Funktionseinheiten zu erkennen: Speicher,

Bild 95. Tastenbelegung eines einfachen Taschenrechners



Register, Zähler, Decoder, PLA, Steuerwerk, Rechenwerk (Arithmetikeinheit) und deren Verbindungen über BUS-Leitungen. Die gegenseitige funktionelle Kopplung erfolgt über Steuersignale (L, S. X, ...), die von einem Steuerwerk erzeugt werden.

Die Funktion dieses Schaltkreises (Abfrage und Erkennen der Tasteneingabe, Ausführen der Rechenoperation und Anzeige) erfolgt nach einem Betriebsprogramm, das in einem ROM-Speicher abgelegt ist. Einfache Calculatorschaltkreise haben Betriebsprogramme mit 200 bis 500 Befehlsworten (z.B. je 11 bit). Der ROM wird von einem Befehlszähler adressiert. Dieser Befehlszähler zählt bei jedem Zählimpulstakt T um 1 weiter (Übergang zur nächsten Befehlsadresse). Bei Warteschleifen (z.B. wenn keine Taste gedrückt wird, s. Bild 96) muß aber dieses Weiterzählen für eine bestimmte Zeit unterbunden werden. Das geschieht im Architekturmodell (Bild 94) einfach dadurch, daß der Zählimpuls T, der vom Steuerwerk geliefert wird, ausbleibt (gleichbedeutend damit wäre in einem Schieberegisterzähler mit 1-Addition das Unterdrücken der 1-Addition).

Weiterhin muß es möglich sein, daß man im Programm an beliebige Stellen (Subroutinen) springen kann. Das bedeutet, daß der Befehlszähler mit Sprungadressen geladen werden muß. Das erfolgt durch Aktivierung des Loadsignals L_2. In diesem Fall wird gemäß Bild 94 der Inhalt (oder ein Teil) des Befehlsregisters das in diesem Fall die Sprungadresse enthält, in den Befehlszähler geladen. Das Befehlsregister selbst wird durch das Loadsignal L_1 aktiviert. Die Signale L_1, L_2, T werden von einem Steuerwerk geliefert. Zur Programmabarbeitung wird der Befehl in einem PLA-Decoder decodiert. Die dabei entstehenden Befehlssteuersignale werden in das Steuerwerk gegeben. Bedeutet der Befehl aber die Eingabe von Zahlen (0, 1, 2, 3, ...), so werden sie vom Decoder direkt in das Rechenwerk gegeben. An das Rechenwerk sind 3 Arbeitsregisterblöcke A, B, C angeschlossen. Das sind 13-bit-Schieberegister, wobei jeder Registerblock aus 4 Schieberegistern besteht (s. Bild 94). Man benötigt je 4 Schieberegister, weil jede Dezimalziffer durch einen 4-bit-BCD-Code gemäß Tafel 3 dargestellt wird. Die 13 Schieberegisterzellen enthalten z.B. 8 Ziffern für die Mantisse, 2 Ziffern für den Exponenten, 1 Digit für den Dezimalpunkt, 2 Digits für Überlauf o.ä.

Die Ausgänge und Eingänge der Schieberegister werden über Multiplexer bzw. Schalttransistoren untereinander und mit den Ausgängen und Eingängen der Arithmetikeinheit (4-bit-Additions-Subtraktionsschaltung) zusammengeschaltet. Das ist im Bild 94 alles im Komplex „Rechenwerk" zusammengefaßt (Rechenwerk ist also hier die BCD-Arithmetikeinheit + Multiplexer). Die Steuerung der Datenwege zwischen den Registern und der Arithmetikeinheit wird durch die Steuersignale $X_1 \cdots X_k$, die die Multiplexer bzw. Schalttransistoren im Rechenwerk steuern und die vom Steuerwerk generiert werden, bestimmt. Die Funktion der Arithmetikeinheit wird von den Steuersignalen $S_1 \cdots S_i$ festgelegt.

Das A-Register ist der Akkumulator, der auch gleichzeitig als Anzeigeregister arbeitet (was in A ist, wird angezeigt). Aus diesem Grund ist an den Ausgang des A-Registers ein BCD-zu-7-Segmentdecoder angeschlossen, der die 7 Segmentsignale $S_A \cdots S_G$ zur Ansteuerung der Displays erzeugt. Da die Anzeige der Ziffern auf dem Display im Zeitmultiplexverfahren (d.h. zeitlich nacheinander) in den Ziffernzeiten $D_1 \cdots D_{11}$ (s. die Beschreibung der Zeitsteuerung in Bild 97) erfolgt, andererseits aber jede der 13 Registerstellen einem Zeitzustand $Z_1 \cdots Z_{13}$ (s. die Beschreibung der Zeitsteuerung in Bild 97) zugeordnet ist, muß über ein zusätzliches Zustands-/Ziffernzeitsteuersignal Z/D der genaue Zeitpunkt der Generierung der Leuchtsegmentsignale $S_A \cdots S_G$ für die entsprechende Ziffer festgelegt werden. Soll z.B. zur Ziffernzeit D_k die n-te Stelle der Mantisse angezeigt werden, die stets im Zustand Z_i am Ausgang von A, d.h. am Eingang des BCD-zu-7-Segmentdecoders ist, dann darf nur bei $D_k \cdot Z_i$ das Zustand-/Ziffernzeitsignal Z/D ge-

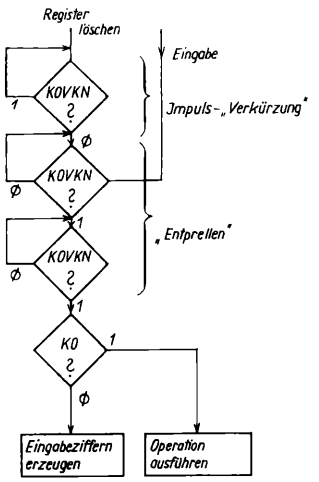


Bild 96. Flußdiagramm der Tastenabfrage bei einem Taschenrechner-Schaltkreis

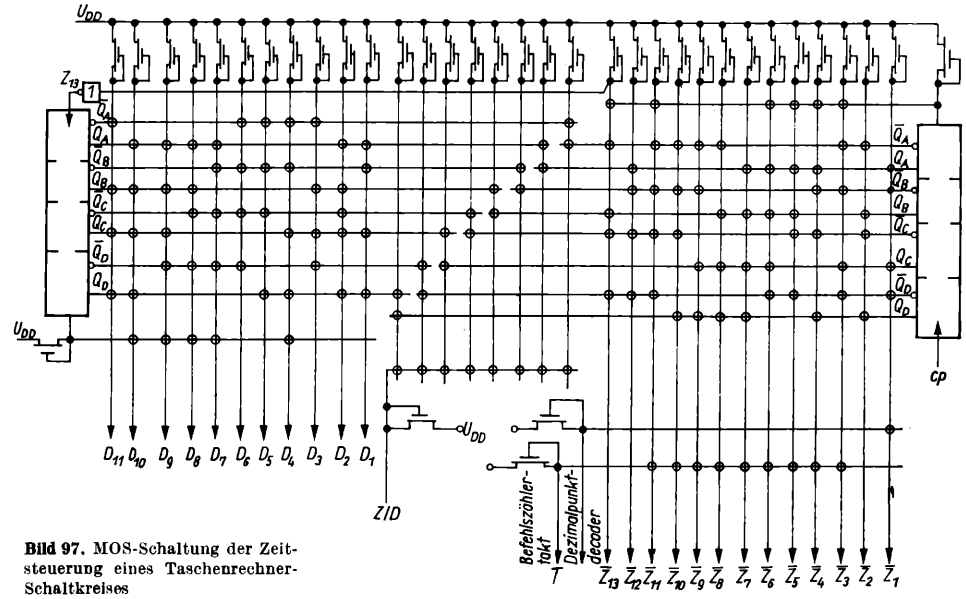


Bild 97. MOS-Schaltung der Zeitsteuerung eines Taschenrechner-Schaltkreises

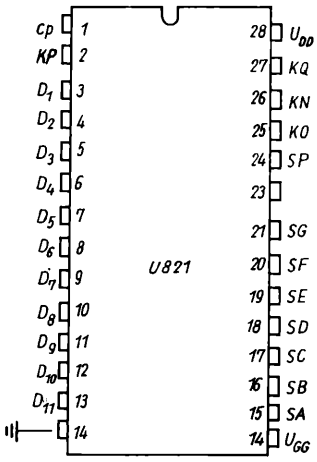


Bild 98. Anschlußbelegung des Taschenrechner-Schaltkreises U 821

neriert werden[1]). Bei fortlaufender Anzeige entsprechend der Stellen im Register A würde dann

$$Z/D = D_k\, Z_i \vee D_{k+1}\, Z_{1+i} \vee \cdots$$

gelten. k, i hängen von der internen Organisation des speziellen Schaltkreises (s. z.B. die Realisierung in Bild 97) ab. Außer den Registern A, B, C muß ein solcher Schaltkreis noch weitere Register für Kennzeichen (Kennzeichenregister) haben, die hier aber der Einfachheit halber weggelassen sind. Das komplizierteste am Schaltkreis ist — wie immer — das Steuerwerk. Das Steuerwerk erhält neben dem Takt cp und den Befehlssteuersignalen aus dem Decoder die Tastatureingangssignale *KO* und *KN*, aus denen das Steuerwerk die Tasteneingabe erkennt. Das soll mit Hilfe von Bild 95 erklärt werden. Die Zeitsteuereinheit (s. Bild 97) des Steuerwerkes sendet nacheinander die Ziffernzeitsignale $D_1 \cdots D_{11}$ aus. Ist eine Taste gedrückt, so kommt zu einer bestimmten Ziffernzeit D_k die Rückmeldung über die Leitung *KO* oder *KN* (z.B. war $^{+}/_{-}$ gedrückt, kommt ein Rückmeldesignal über *KO* zur Ziffernzeit D_7). Entsprechend dieser Eingabe bzw. Nichteingabe funktioniert der Programmablauf des Taschenrechnerschaltkreises dann nach dem Flußdiagramm in Bild 96: Der erste Befehl nach dem Einschalten heißt stets „alle Register löschen". Dann wird geprüft, ob eine Taste gedrückt wurde ($KO \vee KN$ anliegt). Wenn ja, muß so lange eine Warteschleife durchlaufen werden, bis einmal das Nichtdrücken einer Taste erkannt wird (diese Methode entspricht einer softwaremäßigen Impulsverkürzung, um zu verhindern, daß ein Tastendruck mehrmals bewertet wird). Wird einmal kurzzeitig erkannt, daß kein Tastendruck vorlag (also die vorhergehende Taste losgelassen wurde), so wird erneut getestet, ob eine Taste gedrückt ist ($KO \vee KN$?). Danach erfolgt ein zweimaliges Durchlaufen einer sog. „Entprellschleife", in der sichergestellt wird, daß eine Taste wirklich gedrückt wurde und es sich bei dem *KO*- bzw. *KN*-Signal nicht um eine kurzzeitige Störung handelt (Störimpuls!).

Ist eine ordnungsgemäße Tastenbetätigung festgestellt, wird geprüft, ob es eine Operationseingabe (*KO*) oder eine Eingabe einer Zahl (*KN*) ist. Schließlich wird durch Koinzidenz mit dem Ziffernzeitsignal $D_1 \cdots D_{11}$ geprüft, welche Taste es war, und entsprechend wird in eine Subroutine, die dieser Taste entspricht (z.B. Eingabe: Ziffer erzeugen und in A laden oder Multiplikation ausführen), gesprungen.

Nun sollen noch einige Ausführungen zur Zeitsteuereinheit folgen. Die Zeitsteuereinheit (Bild 97) liefert die 13 Zustandszeitsignale $Z_1 \cdots Z_{13}$ entsprechend der 13 Registerstellen in A, B, C, weiterhin die 11 Ziffernzeitsignale $D_1 \cdots D_{11}$ und das Zustands-/Ziffernzeitsignal Z/D. Diese Einheit wird also aus 2 Zählern (je einem für die Zustandszeitsignale und die Ziffernzeitsignale) und Decodier-NOR-Matrizen realisiert. In Bild 97 ist die Schaltung mit Schieberegisterzähler und PLA gezeigt. Die Zustandszeitimpulse $Z_1 \cdots Z_{13}$ folgen nacheinander im Taktrhythmus. Da der Zähler für die Ziffernzeiten mit dem Zustandszeitsignal Z_{13} getaktet wird, entsteht für einen ganzen Zustandszeitzyklus jeweils nur ein Ziffernzeitimpuls D (der Ziffernzeitimpuls wird dann noch um die Zustandszeiten Z_1 und Z_{13} in einer UND-Schaltung verkürzt, enthält diese also nicht mehr). Die Verknüpfung der Zustandszeitsignale Z und der Ziffernzeitsignale D zum Z/D-Signal (s.o.) ist im Bild 97 auch zu erkennen.

Als Beispiel ist im Bild 98 die Anschlußbelegung des Taschenrechner-Schaltkreises U 821 gezeigt. Darin sind alle Signale aus der Architekturbeschreibung in Bild 94 wieder zu erkennen; es sind aber 2 zusätzliche Eingänge *KQ* und *KP* zur Tasteneingabe und ein Ausgang für den Dezimalpunkt *SP* vorhanden. Die 2 Betriebsspannungen sind U_{SS}, U_{GG}.

(Wird fortgesetzt!)

[1]) Im anderen Fall würde in der Ziffernzeit D_k stets das Display für die n-te Stelle anzeigen. Da aber während einer Ziffernzeit alle 13 Zustände $Z_1 \cdots Z_{13}$ durchlaufen werden, würden in schneller Folge nacheinander alle Stellen des Registers A in der n-ten Stelle des Displays angezeigt.

Tafel 1

Operator

Symbol	Name	Wirkung	Äquivalent im Frequenzbereich
k	Zahlenoperator	$k\{f(t)\} = \{k f(t)\}$	k
e^{-sT}	Verschiebungsoperator	$e^{-sT}\{f(t)\} = \begin{cases} 0 & (t < T) \\ f(t-T) & (t \geq T) \end{cases}$	e^{-pT}
s	Differentiationsoperator	$s\{f(t)\} = \{f'(t)\} + f(0)$	p
$\{1\}$	Integrationsoperator	$\{1\}\{f(t)\} = \int_0^t f(\tau)\,d\tau$	$\frac{1}{p}$
$\{g(t)\}$	Gewichtsfunktion	$\{g(t)\}\{f(t)\} = \int_0^t g(t-\tau) f(\tau)\,d\tau$	$L\{g(t)\}$

$$\{v(t)\} = \left\{ V^2 \tau_0 e^{-Dt} \frac{I_1\left(V\sqrt{t^2 + 2\tau_0 t}\right)}{V\sqrt{t^2 + 2\tau_0 t}} \right\} \tag{42}$$

entspricht. $I_1(x)$ ist dabei die modifizierte Besselfunktion 1. Ordnung. Damit kann der komplizierte komplexe Übertragungsfaktor aus Gl. (41) durch einen anschaulich zu deutenden Mikusinski-Operator ersetzt werden:

$$\{u_a(t)\} = e^{-s\tau_0} \cdot e^{-D\tau_0} \cdot (1 + \{v(t)\})\{u_e(t)\}. \tag{43}$$

Die verlustbehaftete Leitung hat somit die gleiche Wirkung wie die im Bild 9 dargestellte Blockschaltung. Man kann sich das am Ausgang der Leitung ankommende Signal aus zwei Anteilen zusammengesetzt denken (Bild 10):
Der erste Anteil ergibt sich einfach durch zeitliche Verschiebung um die Signallaufzeit τ_0 und die Dämpfung um den Faktor $e^{-D\tau_0}$. Der zweite Anteil ergibt sich durch Faltung des ersten Anteils mit der Funktion $v(t)$. Nur die Faltung mit $v(t)$ bringt eine Formveränderung, eine Verzerrung des Signals. Die Funktion $v(t)$ wird deshalb Verzerrungsfunktion genannt.

8. Schluß

Aus historischen und praktischen Gründen wird man weiterhin je nach Aufgabenstellung im Zeitbereich oder im Frequenzbereich arbeiten. Das Rechnen im Zeitbereich wird jedoch wesentlich einfacher und anschaulicher, wenn man davon abgeht, jedes lineare System durch ein Faltungsintegral beschreiben zu wollen. Statt dessen werden mehrere Grundoperatoren definiert, die in Tafel 1 zusammengestellt sind.
Durch die Einführung „echter" Operatoren als Zuordner für Zeitfunktionen wird ein dem technischen Sachverhalt angepaßtes mathematisches Modell geschaffen. *Mikusinski* zeigt auf algebraischem Wege, ausgehend vom Faltungsintegral, daß für diese Operatoren alle gewohnten Regeln für das Rechnen mit Zahlen gelten. Der Vorteil der neuen Operatorenrechnung liegt neben der Einfachheit und Anschaulichkeit darin, daß keinerlei Konvergenzprobleme auftreten und eine Erweiterung auf allgemeinere Systeme, z. B. solche, die mit endlichen Zahlenkörpern arbeiten, ohne weiteres möglich ist [8].

Eingegangen am 4. Mai 1982 NaA 8923

Literatur

[1] *Mikusinski, J.:* Operatorenrechnung. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1957
[2] *Vielhauer, P.:* Lineare Netzwerke. Berlin: VEB Verlag Technik 1982
[3] *Schröder, H.; Rommel, G.:* Elektrische Nachrichtentechnik. Bd. 1 b München: Pflaum-Verlag 1980
[4] *Freudenthal, H.:* Operatorenrechnung – von *Heaviside* bis *Mikusinski*. Überblicke Mathematik 2, 1969
[5] *Fritzsche, G.:* Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1976
[6] *Woschni, E.-G.:* Informationstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1981
[7] *Wunsch, G.:* Systemanalyse. Bd. 1, Berlin: VEB Verlag Technik 1972
[8] *Meyer, G.:* Digitale Signalverarbeitung. Berlin: VEB Verlag Technik 1982

Prof. Dr.-Ing. habil. *Peter Vielhauer*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, 8027 Dresden, Mommsenstr. 13

Digitale Faltung mit zahlentheoretischen Methoden

L. Harms, Rostock

Deskriptoren: Elektrische Grundschaltungen und Schaltungstheorien; Digitalfilter, digitale Faltung, diskrete Fourier-Transformation; Zahlentheorie, zahlentheoretische Transformationen, Fermat-Zahlen-Transformationen

Die Berechnung der digitalen Faltung

$$y_i = \sum_{k=0}^{N-1} h_{i-k} x_k = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x_{i-k} \tag{1}$$

ist eine fundamentale Operation der digitalen Signalverarbeitung. x_k, y_k und h_k sind dabei zyklische digitale Zahlenfolgen der Länge $N-1$, so daß diese Operation als zyklischeFaltung bezeichnet wird. Eine nichtzyklische endliche Faltung kann auf die gleiche Weise berechnet werden, wenn die endlichen Zahlenfolgen geeignet mit Nullen aufgefüllt werden [1].
Die Operation der Faltung wird z. B. zur Berechnung von Digitalfiltern, Auto- und Kreuzkorrelationsfunktion und zur Lösung von Differentialgleichungen angewandt. Allerdings erfordert die direkte Berechnung von Gl. (1) einen hohen Aufwand von N^2 Multiplikationen und ebenso vielen Additionen. Daher wurde die Berechnung der digitalen Faltung erst durch die Anwendung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) effektiv, und zwar in Form der besonders arithmetik-effektiven schnellen Fourier-Transformation (FFT) [1] [2].

$$y(k) = \mathrm{IFFT}\{\mathrm{FFT}[x(k)] \cdot \mathrm{FFT}[h(k)]\}. \tag{2}$$

Dabei ist die DFT definiert durch

$$\mathrm{DFT}[x(k)] = X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-\mathrm{j}\, 2\pi\, n\, k/N), \quad k = 0, 1, \ldots, N-1. \tag{3}$$

Sie wird implementiert durch einen schnellen FFT-Algorithmus. Die Berechnung der Faltung nach Gl. (2) bedeutet also die Berechnung der Transformierten der Eingangsdaten $x(k)$ und der Transformierten von $h(k)$, wobei in Filteranwendungen $h(k)$ a priori bekannt ist und daher dessen Transformierte vorher berechnet und bereits transformiert eingegeben werden kann. Anschließend sind beide Transformierte miteinander zu multiplizieren und danach die Rücktransformation des Produkts zu bilden. Bei dieser Berechnungsmethode der Faltung ist also die Transformation bzw. Rücktransformation die bestimmende Operation.
Die Möglichkeit der Realisierung der Faltung über die Transformation ist eine besondere Eigenschaft spezieller Transformationen und wird daher als „Fähigkeit zur zyklischen Faltung" bei der Beurteilung von Transformationen mit untersucht. Wenn man allgemeine Transformationen mit DFT-Struktur der Form

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, \alpha^{nk} \tag{4}$$

daraufhin untersucht, ob sie die Fähigkeit zur zyklischen Faltung haben, so findet man [3] [4], daß α eine Wurzel von Eins der Ordnung N sein muß, d. h. N ist die kleinste positive ganze Zahl, für

$$\alpha^N = 1. \tag{5}$$

Es läßt sich nun zeigen, daß im Feld der komplexen Zahlen die DFT mit

$$\alpha = \exp(-\mathrm{j}\, 2\, \pi/N) \tag{6}$$

die einzige Transformation ist, für die Gl. (5) erfüllt ist. Gleichung (6) enthält aber gleichzeitig einige Nachteile der DFT

bzw. FFT. Zunächst kann man für die praktische Arbeit mit digitalen Signalverarbeitungsanlagen ohne Verlust an Allgemeinheit feststellen, daß die Daten nur mit endlicher Genauigkeit verfügbar sind und daher als Ganzzahlen (Integer-Zahlen) mit einer oberen Schranke interpretiert werden können. Dann steht man vor der widersprüchlichen Feststellung, zur Transformation von Integer-Daten wegen der durch Gl. (6) gegebenen komplexen Transformationskoeffizienten

$$\alpha = \exp(-\mathrm{j}\, 2\,\pi/N) = \cos(2\,\pi/N) - \mathrm{j}\sin(2\,\pi/N) \tag{7}$$

entweder eine Arithmetik mit unendlicher Genauigkeit benutzen zu müssen oder Rundungsfehler in Kauf zu nehmen. Außerdem muß eine umfangreiche Tafel dieser Transformationskoeffizienten angelegt oder für jede Multiplikation der betreffende Koeffizient neu berechnet werden.
Man sucht daher nach Möglichkeiten, diese Nachteile zu verringern und, wenn möglich, auch die immer noch beträchtliche Anzahl von Multiplikationen weiter zu senken. Solche Möglichkeiten ergeben sich, wenn man den Bereich der komplexen Zahlen verläßt und statt dessen spezielle numerische Strukturen wie endliche Felder und Ringe verwendet.

1. Zahlentheoretische Transformationen

Implementiert man die Faltung in einem Ring von Integer-Zahlen mit modularer Arithmetik modulo einer ganzen Zahl M, dann ergeben sich für Gl. (4) interessante Folgerungen. Wenn in einem solchen Ring Z_M zwei Integer-Zahlenfolgen $x(n)$ und $h(n)$ gefaltet werden, dann ist die Ausgangszahlenfolge $y(n)$ kongruent zur konventionellen Faltung modulo M. Im Integer-Ring Z_M können Integer-Zahlen eindeutig dargestellt werden, solange ihr Wert kleiner $M/2$ ist. Wenn die Eingangszahlenfolgen so beschaffen sind, daß $|y(n)|$ niemals $M/2$ überschreitet, erhält man bei der Implementierung der Faltung in Z_M die gleichen Ergebnisse wie bei der normalen Arithmetik. Das ist analog den bekannten Überlaufbeschränkungen bei der Festkomma-Arithmetik.
In derartigen Integer-Ringen Z_M mit einer Arithmetik modulo M existiert eine große Klasse von Transformationen mit der „Fähigkeit zur zyklischen Faltung" [5]. Bei geeigneter Auswahl der Folgelänge N, des Moduls M und des Transformationskoeffizienten α ist es möglich, Transformationen zu erhalten, die nur Wortverschiebungen und Additionen, aber nur wenige oder gar keine Multiplikationen benötigen, und einen schnellen Algorithmus vom FFT-Typ ermöglichen, wobei keine Speicherung von komplexen Werten für α erforderlich ist und keine Rundungsfehler auftreten. Solche Transformationen werden als zahlentheoretische Transformationen (number theoretical transforms, NTT) bezeichnet. Sie scheinen sehr vielversprechend bei der Berechnung der endlichen Faltung. Andererseits gibt es aber Verknüpfungen zwischen der Folgelänge N und der geforderten Wortlänge, was evtl. bei großen Folgelängen bei der Implementierung nachteilig sein kann.
Das Paar der Transformierten entsprechend Gl. (4) lautet nun für die Hin- und Rücktransformation im Integer-Ring

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\,\alpha^{nk} \quad \text{(Hintransformation)} \tag{8a}$$

$$x(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)\,\alpha^{-nk} \quad \text{(Rücktransformation)}. \tag{8b}$$

Daraus und aus Gl. (5) ergibt sich damit folgender Satz:

Satz 1. Eine Transformation der Länge N mit DFT-Struktur implementiert eine zyklische Faltung dann und nur dann, wenn in Z_M eine multiplikative Inversion und ein Element α existieren, wobei α eine Wurzel von 1 der Ordnung N ist, d.h., N ist die kleinste positive Ganzzahl, so daß $\alpha^N = 1$ ist.
Zur effektiven Bearbeitung zahlentheoretischer Transformationen müssen einige Bedingungen erfüllt sein:

— N sollte, wie auch bei der FFT, stark zusammengesetzt sein, wegen der Verarbeitung auf Digitalrechnern vorzugsweise in Potenzen von 2.
— Zur vorteilhaften Verarbeitung der Multiplikationen mit Potenzen von α sollte diese Operation recht einfach sein. Für $\alpha = 2$ reduzieren sich die Multiplikationen auf reine Wortverschiebungen.
— M sollte möglichst wenig Bitstellen aufweisen, um die Arithmetik modulo M recht einfach ausführen zu können.

Um den Zusammenhang zwischen der Transformationslänge N und dem Modul M zu untersuchen, sei

$$M = p_1^{r_1} \cdot p_2^{r_2} \cdot, \ldots, \cdot p_k^{r_k} \tag{9}$$

gesetzt, wobei die p_i Primzahlen sein sollen. Wenn nach Gl. (5)

$$\alpha^N \equiv 1 \pmod{M} \tag{10}$$

sein soll, bedeutet das, daß auch

$$\alpha^N \equiv 1 \pmod{p_i^{r_i}},\ i = 1,2,\ldots,k \tag{11}$$

gelten muß, d.h. α ist von der Ordnung N bezüglich jedes Primpotenzfaktors $p_i^{r_i}$ von M. Andererseits darf aber, damit die multiplikative Inversion N^{-1} existiert, p_i kein Faktor von N sein, d.h., N muß relativ prim zu M sein.
Mit der Eulerschen φ-Funktion [5], die als

$$\varphi(p_i^{r_i}) = p_i^{r_i-1}(p_i - 1) \tag{12}$$

definiert ist und die Anzahl der primen Restklassen in Z_M angibt, kann man nachweisen, daß, wenn N Teiler von $\varphi(p_i^{r_i})$ ist, geschrieben

$$N \mid \varphi(p_i^{r_i}),\ i = 1, 2, \ldots, k, \tag{13}$$

nun auch

$$N \mid p_i^{r_i-1}(p_i - 1),\ i = 1, 2, \ldots, k \tag{14}$$

ist, oder, weil N relativ prim zu M sein muß,

$$N \mid (p_i - 1),\ i = 1, 2, \ldots, k \tag{15}$$

ist. Damit ist aber

$$N \mid 0\,(M) \tag{16}$$

wobei $0\,(M)$ den größten gemeinsamen Teiler von M bezeichnet. Das ist eine notwendige Bedingung dafür, daß eine Transformation der Länge N in der Arithmetik modulo M existiert, d.h., wenn die Bedingungen Gl. (16) bzw. Gl. (13) erfüllt sind, dann gibt es Ganzzahlen $\alpha_i \pmod{p_i^{r_i}}$ der Ordnung N in Z_M, mit denen Transformationen mit DFT-Struktur konstruiert werden können. Das kann wieder durch einen Satz zusammengefaßt werden.

Satz 2. Eine Transformation der Länge N mit DFT-Struktur implementiert die zyklische Faltung dann und nur dann, wenn $N \mid 0\,(M)$. Daraus ergibt sich gleichzeitig die maximale Transformationslänge in Z_M als $N_{\max} = 0\,(M)$.
Man kann also die Arithmetik modulo M entweder modulo jeder Primpotenz $p_i^{r_i}$ simultan oder direkt modulo M abarbeiten. Im letzten Fall ist aber zu prüfen, ob alle Operationen für alle Primpotenzen gültig sind.
Wenn man andererseits die Residuen einer Ganzzahl a modulo jedes $p_i^{r_i}$ kennt, kann man einfach durch Anwendung des chinesischen Restsatzes [6] die Ganzzahl a modulo M wie folgt erhalten:

Gegeben sei ein System simultaner Kongruenzen

$$a \equiv a_i \pmod{m_i},\ i = 1, 2, \ldots, k. \tag{17}$$

Dieses System ist eindeutig lösbar mit

$$M = \prod_{i=1}^{k} m_i, \tag{18}$$

$$M_i = \frac{M}{m_i}, \tag{19}$$

und

$$M_i\, M_i^{-1} \equiv 1 \pmod{m_i}. \tag{20}$$

Die Lösung ist dann

$$a \equiv a_1 M_1 M_1^{-1} + \cdots + a_k M_k M_k^{-1} \pmod{M}$$

$$a \equiv \sum_{i=1}^{k} a_i M_i M_i^{-1} \pmod{M}. \tag{21}$$

Obwohl bei oberflächlicher Betrachtung die Klasse der möglichen zahlentheoretischen Transformationen sehr groß zu sein scheint, zeigt sich bei genauerer Untersuchung, daß scheinbar

Tafel 1. Fermat-Zahlen von $t = 0$ bis 6

t	$\mu = 2^t$	F_t
0	1	$2^1 + 1 = 3$
1	2	$2^2 + 1 = 5$
2	4	$2^4 + 1 = 17$
3	8	$2^8 + 1 = 257$
4	16	$2^{16} + 1 = 65537$
5	32	$2^{32} + 1 = 4294967297$
6	64	$2^{64} + 1 \approx 1{,}84 \cdot 10^{19}$

nur sehr wenige die oben erwähnten Kriterien und Beschränkungen erfüllen. Die auszuwählenden Parameter sind M, N und α. Da die angeführten Sätze keinen systematischen Weg zur Bestimmung optimaler Parameter für die NTT angeben, ist man auf systematisches Probieren angewiesen. Man kann z. B. ein M auswählen und dann die möglichen resultierenden N und α untersuchen.

2. Auswahl geeigneter Transformationsparameter

Zuerst kann man alle geradzahligen M ausschließen, da nach Satz 2 und Gl. (15) dann $N_{\max} = 0\,(M) = M - 1 = 1$ ist.
In [7] und [8] werden Zahlen der Art $M = 2^\mu - 1$ auf ihre Eignung für zahlentheoretische Transformationen untersucht. Solche Zahlen sind als Mersennesche Zahlen bekannt. Derartige Transformationen sind möglich und ergeben ein $\alpha = -2$. Aber μ ist nicht sehr stark faktorisierbar, so daß sich keine FFT-ähnlichen Algorithmen ergeben.
Zahlen der Form $M = 2^\mu + 1$ sind unter bestimmten Bedingungen ebenfalls geeignet. Allerdings sind dabei zwei verschiedene Fälle zu unterscheiden. Ist μ ungerade, dann ist M durch 3 teilbar, also $3 \mid (2^\mu + 1)$, μ ungerade, und damit ergibt sich ein $N_{\max} = 2$. Das ist ebenfalls unzureichend.
Interessanter sind dagegen Fälle mit geradzahligem μ. Dafür kann man allgemein $\mu = s \cdot 2^t$ setzen, und mit s ungerade und ganzzahlig ist M dann durch $(2^{2^t} + 1)$ teilbar, also

$(2^{2^t} + 1) \mid (2^{s\,2^t} + 1)$. Damit wird $N_{\max}$ aus

$$M = 2^{2^t} + 1,\ t \text{ positiv, ganz,} \tag{22}$$

bestimmt. Zahlen dieser Art sind als Fermatsche Zahlen bekannt. Sie ergeben, wie genauere Untersuchungen zeigen [3] [5], realisierbare Transformationen von mittlerer Länge bei vertretbaren Wortlängen.
Tafel 1 enthält die ersten Fermat-Zahlen F_t für $t = 0$ bis 6. Ursprünglich vermutete *Fermat*, daß diese Zahlen alle prim sind. Das hat sich jedoch als falsch erwiesen, da bereits F_5 und F_6 zusammengesetzte Zahlen sind. Für die primen Fermat-Zahlen bis $t = 4$ ergibt sich nach Satz 2 $N_{\max} = 2^\mu = 2^{2^t}$. Daraus ergibt sich ein $\alpha = 3$ als Generator der Ordnung N, der das gesamte Feld der Zahlen in Z_M erzeugt und damit die größte Transformationslänge ermöglicht. Außerdem gibt es $2^{\mu-1}$ weitere Ganzzahlen von der Ordnung 2^μ. Sie ergeben sich aus der Tatsache, daß, wenn es ein α der Ordnung N gibt, ein $\alpha^\nu \pmod{F_t}$ von der Ordnung N/ν existieren muß, wobei N/ν ganz ist. Das ist für ungerade Potenzen von 3 erfüllt. Allerdings ist ein $\alpha = 3$ für die Bearbeitung auf Digitalrechnern wegen der Multiplikationen mit 3 wenig effektiv. Daher wählt man zweckmäßigerweise ein $\alpha = 2$ oder eine Potenz von 2. Dafür erhält man aber nicht alle Elemente von Z_{F_t} und kann demzufolge nur ein $N < N_{\max}$ realisieren. Zur Erläuterung dieses Sachverhalts zeigt Tafel 2 die Erzeugung der möglichen Elemente von Z_{F_2} durch verschiedene α.

Tafel 2. Erzeugung der Elemente von Z_{F_2} durch verschiedene α (modulo 17)

α	N																
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
2	1	2	4	8	16	15	13	9	1	2	4	8	16	15	13	9	1
3	1	3	9	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1
4	1	4	16	13	1	4	16	13	1	4	16	13	1	4	16	13	1
6	1	6	2	12	4	7	8	14	16	11	15	5	13	10	9	3	1

Tafel 3. Parameter der Fermat-Zahlen-Transformationen

t	μ	F_t	α für $N_{\max}$	$N_{\max}$	N für $\alpha = 2$	N für $\alpha = \sqrt{2}$
3	8	$2^8 + 1$	3	256	16	32
4	16	$2^{16} + 1$	3	65536	32	64
5	32	$2^{32} + 1$	$\sqrt{2}$	128	64	128
6	64	$2^{64} + 1$	$\sqrt{2}$	256	128	256

Man erkennt aus Tafel 2, daß $\alpha = 3$ und 6 primitive Wurzeln von Z_{17} sind, die das komplette Feld erzeugen, wobei die Reihenfolge nicht wichtig ist. Dagegen ist $\alpha = 2$ von der Ordnung 8 und $\alpha = 4$ von der Ordnung 4. Der Wert $\alpha = 6$ zeigt noch eine Besonderheit. Es ist $6^2 = 36 = 2 \pmod{17}$, also ist $6 = \sqrt{2} \pmod{17}$, so daß hier ein $\alpha = \sqrt{2}$ möglich ist. Das ist wiederum für einen FFT-Algorithmus von Interesse, weil bis auf den letzten Paß im Algorithmus nur gerade Potenzen von α auftreten, die durch einfache Wortverschiebungen realisiert werden, so daß für diesen Spezialfall nur im letzten Paß einige Multiplikationen notwendig werden, was gegenüber dem Fall mit $\alpha = 2$ eine geringfügige Steigerung des Aufwandes bedeutet, aber eine Verdopplung von $N_{\max}$ ergibt.
Die höheren Fermat-Zahlen sind zusammengesetzte Zahlen, bei denen sich ein $N_{\max} = 2^{t+2}$ ableiten läßt. Dafür läßt sich wieder ein $\alpha = \sqrt{2}$ errechnen. In Tafel 3 sind die Eigenschaften für Fermat-Zahlen-Transformationen zusammengestellt.

3. Arithmetik-Betrachtungen

Beispiele für eine Ring-Arithmetik sind aus dem täglichen Leben vertraut, ohne daß es bewußt wahrgenommen wird. So werden z. B. die Wochentage in einem Ring modulo 7 gezählt und die Monate berechnet man modulo 12. Jedoch bewirkt diese Arithmetik einige Besonderheiten bezüglich des Ergebnisses, insbesondere gibt es nicht die Aussage „gleich", sondern nur „gleich modulo M" bzw. „kongruent", wie auch die Aussagen „größer als" bzw. „kleiner als" nur bedingt anwendbar sind. Daher ist eine so berechnete Transformierte nicht als ein physikalischer Sachverhalt, etwa als ein verallgemeinertes Spektrum zu interpretieren. Die physikalische Bedeutung wird erst durch die Rücktransformation in den Zeitbereich zurückgewonnen. Andererseits bleibt das Ergebnis trotz vieler Überläufe des Moduls während der einzelnen Berechnungsschritte exakt, wenn nur die Eingangsdaten die Bedingung $|y(n)| < \frac{M}{2}$ einhalten.
Rundungsfehler, die bei der FFT eine gewisse Bedeutung haben, treten bei dieser Arithmetik jedoch nicht auf, da der gesamte Algorithmus nur mit Integer-Zahlen arbeitet.

4. Schlußbemerkungen

Der vorliegende Beitrag ist eine Einführung in die Theorie der zahlentheoretischen Transformationen, wie sie bei der digitalen Faltung angewandt werden. Ausgehend von der bekannten DFT wurde eine allgemeine Transformation definiert, die mit einer Arithmetik in speziellen endlichen Strukturen wie Zahlenfeldern interessante Eigenschaften bezüglich der Einsparung an Rechenaufwand und Speicherplatz liefert.
Unter gewissen einschränkenden Bedingungen bezüglich Transformationslänge und Transformationskoeffizient α ergeben sich FFT-ähnliche Algorithmen, bei deren Realisierung wenig oder keine Multiplikationen nötig sind. Wie ein Vergleich zwischen FFT und NTT mit Fermat-Zahlen zeigt, lassen sich so Einsparungen von bis zu 50 % an Rechenzeit erzielen [5].
Erweiterungen der NTT auf andere Module oder auf zusammengesetzte Algorithmen würden ebenso den Rahmen einer solchen Einführung überschreiten wie die Behandlung komplexer Eingangsdaten oder die Verwendung von Polynom-Ringen statt der Integer-Ringe. Auch die Fragen der Implementierung auf Mikrorechnern können erst in einem späteren Beitrag behandelt werden.

Eingegangen am 22. September 1981 NaA 8760

Literatur

[1] *Brigham, E. O.:* Fast Fourier Transform. New York: Englewood Cliffs, Prentice-Hall 1974
[2] *Cooley, J. W.; Tukey, J. W.:* An algorithm for machine calculation of complex Fourier series. Math. Computation 19 (1965) 90, S. 297–301
[3] *Agarwal, R. C.; Burrus, C. S.:* Fast convolution using Fermat number transforms with applications to digital filtering. IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Proc. ASSP-22 (1974) 2, S. 87–97

Fortsetzung auf Seite 116

Autokorrelationsfunktion von Binärfolgen

R. Palm, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Institut für Regelungstechnik, Berlin

Deskriptoren: Korrelationsfunktion, zufällige Binärfolgen, Pseudorandomsignal, logische Operation

1. Vorbetrachtung

In vielen Bereichen der Nachrichten- und Meßtechnik sowie der Prozeßautomatisierung ist eine immer stärkere Akzentuierung digitaler Betrachtungsweisen zu beobachten. Das Vordringen der Digitaltechnik ist unter anderem dadurch begründet, daß spezielle binäre Signale meist leichter zu erzeugen und zu verarbeiten sind als analoge. Ein weiterer Vorteil ist deren geringe Störempfindlichkeit, was sie für die Informationsübertragung in stark verrauschten Kanälen besonders geeignet macht.

Auch Korrelationsbetrachtungen lassen sich vorteilhaft auf Binärsignale anwenden und haben zu leistungsfähigen praktischen Lösungen geführt. So können zum Beispiel determinierte Binärsignale in additiven Rauschvorgängen mit Hilfe eines Kreuzkorrelators identifiziert werden. Theorie und Praxis sind in der modernen systemtheoretischen Literatur (häufig unter den Bezeichnungen Korrelationsfilter, angepaßtes Filter, optimale Suchfilter, matched filter) ausführlich beschrieben [1] [2]. Pseudostochastische Binärfolgen (PSB) mit stoßförmiger Autokorrelationsfunktion werden seit langem erfolgreich zur rechnergestützten Systemidentifikation im Zeitbereich benutzt [3] [4]. Kerngedanke dabei ist, aus der Kreuzkorrelationsfunktion einer Systemantwort und einer um τ zeitlich verschobenen PSB (die zugleich als Testsignal benutzt wird) eine Systemfunktion $g(\tau)$ zu gewinnen. Fragen der praktischen Realisierung wurden kürzlich auch in [5] behandelt. Über die Erzeugung und die speziellen Eigenschaften von PSB wird erschöpfend in [6] bis [9] berichtet, wobei in [9] eine Zusammenstellung von 136 Originalaufsätzen enthalten ist.

Stochastische Binärfolgen entstehen, wenn aus analogen Zufallsprozessen mit Schwellwertübergängen sogenannte Poissonsche Begleitprozesse abgeleitet werden [10]. Die analytische Beschreibung dieser Begleitprozesse durch eine Autokorrelationsfunktion (AKF) wird nachfolgend vorgestellt.

2. AKF stochastischer Binärfolgen (Bandbegrenzung)

Die AKF für nichtperiodische stochastische Binärfolgen wird für Signale abgeleitet, die zwar zu jedem Zeitpunkt ihren Zustand wechseln können, bei denen aber zwischen zwei Wechseln eine Mindestzeit Δt liegt. Bild 1 zeigt ein solches Binärsignal $x(t)$ sowie die um τ_1 bzw. τ_2 verschobenen Binärsignale $x(t-\tau)$. Zur Berechnung der AKF betrachtet man das Signal $x(t)$ während der Zeit $0 \leqq t \leqq \tau$:

Für ein gegebenes τ wird das Produkt $x(t) \cdot x(t-\tau)$ gleich $+a^2$, wenn die Anzahl der Nulldurchgänge während dieser Zeit gerade war und $-a^2$, wenn sie ungerade war [11].

In der Zeiteinheit Δt kann gemäß der gegebenen Voraussetzung nur ein Polaritätswechsel erfolgen. Die AKF wird nun so ermittelt, daß die Wahrscheinlichkeit des Auftretens von Polaritätswechseln innerhalb der Zeit

$$\tau = (n-1)\,\Delta t + \Delta\tau \quad (n = 1, 2, \ldots; 0 \leqq \Delta\tau \leqq \Delta t) \tag{1}$$

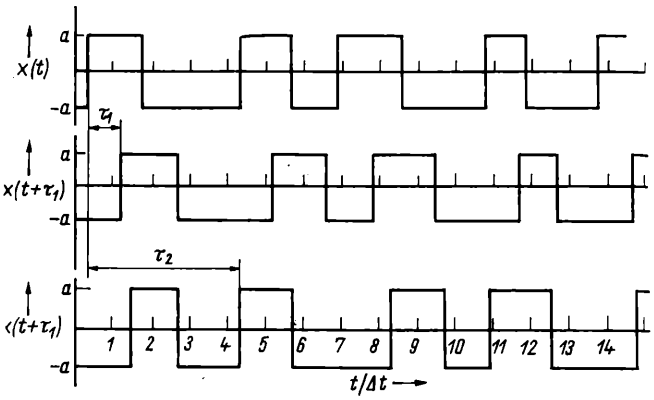


Bild 1. Stochastische Binärfolgen

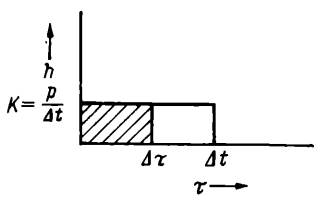


Bild 2. Häufigkeitsverteilung der Signalwechsel

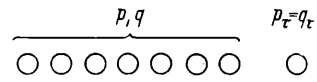


Bild 3. Kugelmodell

berechnet und die Erwartungswerte über alle geraden bzw. alle ungeraden k gebildet werden:

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t) \cdot x(t-\tau)] = a^2 \cdot E[k]_{k\text{-gerade}} - a^2 \cdot E[k]_{k\text{ ungerade}} \cdot \tag{2}$$

Die Berechnung erfolgt mit Hilfe der Binominalverteilung

$$P(k) = \binom{n}{k} \cdot q^{n-k} \cdot p^k. \tag{3}$$

p ist dabei die Wahrscheinlichkeit, daß innerhalb Δt ein Wechsel erfolgt, und $q = 1 - p$ ist die Wahrscheinlichkeit, daß kein Wechsel erfolgt. Weiterhin ist λ die durchschnittliche Rate der Signalwechsel je Zeiteinheit und $\lambda_{\max} = \dfrac{1}{\Delta t}$ die maximal mögliche. Dann ergibt sich

$$p = \frac{\lambda}{\lambda_{\max}} = \lambda\,\Delta t. \tag{4}$$

Die Wahrscheinlichkeit, daß ein Signalwechsel im Intervall $0 \leqq \tau \leqq \Delta t$ erfolgt, ist dann

$$p_\tau = p \cdot \frac{\Delta\tau}{\Delta t}. \tag{5}$$

Das folgt aus der Annahme einer Gleichverteilung der Häufigkeit h der Signalwechsel innerhalb Δt (Bild 2).

Für die Berechnung der Wahrscheinlichkeit von k Signalwechseln in der Zeit $\tau = (n-1)\,\Delta t + \Delta\tau$ wird das Urnenmodell benutzt: Man ziehe aus einer Urne mit schwarzen und weißen Kugeln n Kugeln und berechne die Wahrscheinlichkeit dafür, daß k schwarze Kugeln darunter sind, wenn man annimmt, daß von n Ziehungen die Wahrscheinlichkeit, eine schwarze Kugel zu ziehen, $(n-1)$mal gleich p und 1mal gleich p_τ ist $(0 \leqq p_\tau \leqq p)$. Die Stellung des einzelnen Zuges mit p_τ ist innerhalb der n Ziehungen beliebig. Diese Wahrscheinlichkeit ist unter Berücksichtigung der Zerlegung

$$\binom{n}{k} = \binom{n-1}{k} + \binom{n-1}{k-1}$$

gleich

$$P(k) = \binom{n-1}{k} p^k \cdot q^{n-k-1} \cdot q_\tau + \binom{n-1}{k-1} p^{k-1} \cdot p_\tau \cdot q^{n-k}. \tag{6}$$

Fortsetzung von Seite 115

[4] *Nicholson, P. J.:* Algebraic theory of finite Fourier transforms. J. of Computer and System Sciences 5 (1971) 10, S. 524–547

[5] *Agarwal, R. C.; Burrus, C. S.:* Number theoretic transforms to implement fast digital convolution. IEEE Proc. 63 (1975) 4, S. 550–560

[6] *Pieper, H.:* Zahlentheorie. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1976

[7] *Rader, C. M.:* Discrete convolutions via Mersenne transforms. IEEE Trans. on Computer C-21 (1972) 12, S. 1269–1273

[8] *Reed, I. S.; Truong, T. K.:* Fast Mersenne – prime transforms for digital filtering. Proc. IEE (GB) 125 (1978) 5, S. 433–440

Dr.-Ing. *Lothar Harms*, VEB Schiffselektronik Rostock 2500 Rostock, Postschließfach 85

Gleichung (6) macht man sich am besten klar, indem man n Kugeln nacheinander aufreiht, eine Kugel separat legt, und dann die einzelnen Kombinationsmöglichkeiten von k Kugeln betrachtet (Bild 3).
Die Summe über den gesamten Wahrscheinlichkeitsraum liefert Gl. (7):

$$\sum_{k=0}^{n} P(k) = q_\tau \sum_{k=0}^{n-1} P(k) + p_\tau \sum_{k=0}^{n-1} P(k)$$
$$= q_\tau (q+p)^{n-1} + p_\tau (q+p)^{n-1} = 1. \quad (7)$$

Es liegt also eine echte Wahrscheinlichkeitsverteilung vor. Die AKF ergibt sich nach Gl. (2) nunmehr zu

$$R_{xx}(\tau) = a^2 [P(0) - P(1) + P(2) \mp \cdots]. \quad (8)$$

Die Vorzeichenwechsel werden nachfolgend berücksichtigt, indem man formal in Gl. (6) sowohl p als auch p_τ ein negatives Vorzeichen gibt. Durch diese Maßnahme wird erreicht, daß beide Terme in Gl. (6) gleichzeitig das Vorzeichen wechseln, wenn sich k verändert. Dann erhält man

$$R_{xx}(\tau) = a^2 [(q-p)^{n-1} \cdot q_\tau - (q-p)^{n-1} p_\tau]$$
$$= a^2 \cdot (1-2p)^{n-1} \cdot (1-2p_\tau). \quad (9)$$

Mit den Gln. (4) und (5) erhält man schließlich die Gleichung für die AKF eines Binärsignals mit einer endlichen Anzahl von Polaritätswechseln in der Zeiteinheit

$$R_{xx}(\tau) = a^2 (1 - 2\lambda \Delta t)^{n-1} \cdot (1 - 2\lambda |\tau|). \quad (10)$$

Mit dieser Gleichung kann die AKF stückweise in den Intervallen $(n-1) \cdot \Delta t \leqq |\tau| \leqq n \cdot \Delta t$ berechnet werden.
Den Verlauf derartiger AKF-Kurven zeigt Bild 4, wobei die Häufigkeit der Signalwechsel λ Parameter ist.

3. Eigenschaften der AKF stochastischer Binärfolgen

1. $\lambda > \frac{1}{2\Delta t}$; die mittlere Anzahl der Wechsel ist größer als die halbe maximale Anzahl. Die AKF zeigt Einschwingverhalten.
2. $\lambda < \frac{1}{2\Delta t}$; die mittlere Anzahl der Wechsel ist kleiner als die halbe maximale Anzahl. Die AKF zeigt asymptotisches Verhalten.
3. $\lambda = \frac{1}{2\Delta t}$; die mittlere Anzahl der Wechsel ist gleich der halben maximalen Anzahl. Die AKF hat einen linearen Abfall bis $0 \leqq \tau \leqq \Delta t$ und ist dann gleich Null:

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} a^2 \left(1 - \frac{|\tau|}{\Delta t}\right) & \text{für } \frac{|\tau|}{\Delta t} \leqq 1 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (11)$$

4. Gleichung (10) liefert die AKF eines Binärsignals, das zu jedem Zeitpunkt wechseln kann und dessen Nulldurchgänge Poissonverteilt sind.

In diesem Fall gehen p_τ gegen p und Δt gegen Null. Es gilt:

$$\lim_{p_\tau \to p} R_{xx}(\tau) = a^2 (1 - 2\lambda \Delta t)^{n-1} \cdot (1 - 2\lambda \Delta t)$$
$$= a^2 (1 - 2\lambda \Delta t)^n. \quad (12)$$

Mit $n = \tau/\Delta t$ wird

$$(1 - 2\lambda \Delta t)^n = (1 + (-2\lambda \Delta t)^{\tau/\Delta t}$$
$$= \left[(1 + (-2\lambda \Delta t))^{-\frac{1}{2\lambda \Delta t}}\right]^{-2\lambda \Delta t \cdot \frac{\tau}{\Delta t}}. \quad (13)$$

Wegen $\lim_{y \to 0} (1+y)^{1/y} = \mathrm{e}$ (14)

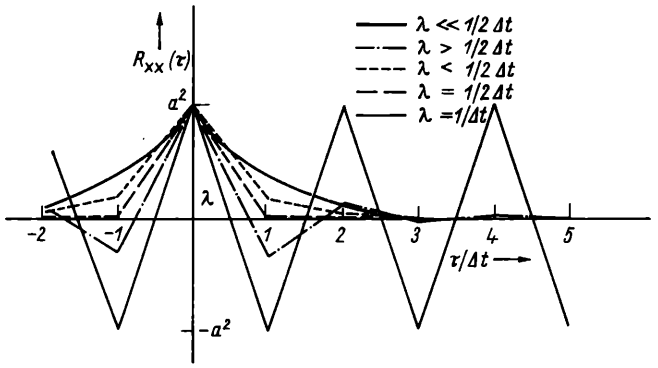


Bild 4. AKF stochastischer Binärfolgen

kann auch

$$\lim_{\Delta t \to 0} [(1 + (-2\lambda \Delta t))^{1/-2\lambda \Delta t}]^{-2\lambda \tau} = \mathrm{e}^{-\lambda \tau} \quad (15)$$

geschrieben werden. Damit resultiert für die AKF

$$R_{xx}(\tau) = a^2 \cdot \mathrm{e}^{-2\lambda |\tau|} \quad (16)$$

als Grenzfall der Gl. (10).

5. $\lambda = \frac{1}{\Delta t}$; die mittlere Anzahl der Wechsel ist gleich der maximalen Anzahl. Dieser Grenzfall führt zu der AKF für Rechteckschwingungen mit dem Tastverhältnis 1:1

$$R_{xx}(\tau) = a^2 (-1)^{n-1} \cdot \left(1 - 2\frac{|\tau|}{\Delta t}\right) \quad (17)$$

mit $(n-1) \cdot \Delta t \leqq |\tau| \leqq n \cdot \Delta t$, $n = 1, 2, \ldots$

Damit sind die wichtigsten Eigenschaften der Gl. (10) kommentiert worden.

4. Logische und arithmetische Operationen und deren Transformationsgesetze

Da es manchmal unerläßlich ist, von logischen Signalen bzw. deren Verknüpfungen Zeitmittelwerte bzw. Erwartungswerte zu bilden, diese Erwartungswerte aber durch arithmetische Berechnungsmethoden entstehen, müssen die logischen Verknüpfungsgesetze in arithmetische übersetzt werden. Tafel 1 gibt einen Überblick über die Transformationsgesetze wichtiger logischer Operationen in arithmetische Operationen, wobei für $z(t)$ Binärsignale mit den zulässigen (normierten) Amplituden 1 und und 0 vorausgesetzt wurden. Ein Zusammenhang mit bipolaren Binärsignalen der Amplituden $\pm a$ ist durch

$$z(t) = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{a} x(t) + 1\right)$$

gegeben. Diese Gesetze lassen sich an Hand von Wahrheitstafeln sofort verifizieren. Gegebenenfalls können sämtliche Postulate und Theoreme der Schaltalgebra im arithmetischen Bereich aufgeschrieben werden.

Eingegangen am 14. Oktober 1981 NaA 8919

Literatur

[1] *Spararc, A.:* Theorie der Informationsübertragung (Signale und Störungen) Berlin: Akademie-Verlag 1973
[2] *Fritzsche, G.:* Wissensspeicher Informationsübertragung. Berlin: VEB Verlag Technik 1977
[3] *Davies, W. D. T.:* Systemerkennung für adaptive Regelungen. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1973

Fortsetzung auf Seite 118

Tafel 1. Erwartungswerte logisch verknüpfter Binärsignale

Name	Logische Operation	Arithmetische Operation	Erwartungswert
Und	$Z(t) = Z_1(t) \wedge Z_2(t)$	$Z(t) = Z_1(t) \cdot Z_2(t)$	$E[Z(t)] = E[Z_1(t) \cdot Z_2(t)]$
Oder	$Z(t) = Z_1(t) \vee Z_2(t)$	$Z(t) = Z_1(t) + Z_2(t) - Z_1(t) \cdot Z_2(t)$	$E[Z(t)] = E[Z_1(t)] + E[Z_2(t)]\,E[Z_1(t) \cdot Z_2(t)]$
Negation	$Z(t) = \overline{Z_1(t)}$	$Z(t) = 1 - Z_1(t)$	$E[Z(t)] = 1 - E[Z_2(t)]$
Antivalenz	$Z(t) = Z_1(t) \oplus Z_2(t)$	$Z(t) = Z_1(t) + Z_2(t) - 2 \cdot Z_1(t) \cdot Z_2(t)$	$E[Z(t)] = E[Z_1(t)] + E[Z_2(t)] - 2 \cdot E[Z_1(t) \cdot Z_2(t)]$
Äquivalenz	$Z(t) = \overline{Z_1(t) \oplus Z_2(t)}$	$Z(t) = 1 - Z_1(t) - Z_2(t) + 2 \cdot Z_1(t) \cdot Z_2(t)$	$E[Z(t)] = 1 - E[Z_1(t)] - E[Z_2(t)] + 2 \cdot E[Z_1(t) \cdot Z_2(t)]$
Implikation	$Z(t) = Z_1(t) \vee \overline{Z_2(t)}$	$Z(t) = 1 - Z_2(t) + Z_1(t) \cdot Z_2(t)$	$E[Z(t)] = 1 - E[Z_2(t)] + E[Z_1(t) \cdot Z_2(t)]$

Bestimmung der kohärenten und inkohärenten Signalkomponenten stochastischer Empfangssignale aus experimentellen Daten

E. Müller, Rostock

Mitteilung aus der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik

Deskriptoren: Empfangssignal, statistische Verteilung, verallgemeinertes Rayleigh-Gesetz, Kenngrößen, Meßdaten, Parameterschätzung, Signal-Rausch-Verhältnis, kohärent, inkohärent, Hydroakustik

Bei der Lösung von Aufgaben der Funk- und Hydroortung enthält die Analyse gemessener Empfangssignalstrukturen zunehmend neben der Gewinnung von Aussagen zur Optimierung realisierter Signalverarbeitungssysteme zur Signalauffindung (Objektauffindung) die Ermittlung signifikanter Kenngrößen ausgewählter Prozeßparameter zur Entwicklung von Verarbeitungsalgorithmen, die eine Signalerkennung (Objektidentifikation) ermöglichen.
Für spezielle Anwendungsfälle ist die Kenntnis des Verhältnisses von Nutz- und Störprozeß oder des Anteils von zufälligen und determinierten Komponenten des zu verarbeitenden Signals von Interesse. Experimentelle Analysen haben gezeigt, daß das Modell der Superposition eines Gauß-Prozesses und einer quasideterminierten Komponente unter spezifischen Bedingungen eine hinreichende Beschreibung für Empfangssignalstrukturen ist. Bekanntlich führt die Berechnung der eindimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungsfunktion (WDF) der Einhüllenden genannter Prozeßmodelle auf das verallgemeinerte Rayleigh-Gesetz. Die auch als Rice-Dichte bekannte WDF, ihre Momente sowie die Koeffizienten Schiefe, Exzeß und der Variationskoeffizient werden angegeben und ein Lösungsweg für die Schätzung der Parameter der Rice-WDF aus rechentechnisch ermittelten Kenngrößen experimenteller Daten aufgezeigt. Die Schätzparameter liefern Aussagen über kohärente und inkohärente Signalanteile, deren Kenntnis beispielsweise die Basis für eine geforderte Objektidentifikation oder eine Störeinflußreduktion bildet. Die Verifizierung der Ergebnisse erfolgt an Hand von hydroakustischen Meßresultaten zur Meeresbodenstrukturanalyse.

1. Empfangssignalmodelle

Modellmäßig wird das zu analysierende Empfangssignal wie folgt dargestellt:

$$Y(t) = Y_1(t) + Y_2(t). \tag{1}$$

Der additive Prozeß $Y(t)$ bestehe aus einer inkohärenten Signalkomponente $Y_1(t)$ und einer quasideterminierten (kohärenten) Komponente $Y_2(t)$. $Y_1(t)$ kann als Superposition einer ausreichenden Zahl von Elementarimpulsen mit zufälliger Amplitude A_j und gleichverteiltem Auftrittszeitpunkt T_j aufgefaßt werden, die durch die Gauß-WDF zu beschreiben ist:

$$\left[Y_1(t) = \sum_{j=1}^{N} A_j\, x(t - T_j)\right].$$

Das Prozeßmodell Gl. (1) wird unterschiedlichen Anwendungsfällen gerecht:

— Gauß-Rauschen und determiniertes Nutzsignal
— Nutzsignal, bestehend aus inkohärenten und kohärenten Signalanteilen
— Störsignal und inkohärenter Nutzsignalanteil als $Y_1(t)$ sowie kohärenter Nutzsignalanteil $Y_2(t)$.

Im letzten Fall lassen sich die Nutzsignalanteile im Empfangssignal nur ermitteln, wenn a priori Informationen über den auftretenden Störpegel vorliegen.
Der Gesamtprozeß $Y(t)$ läßt sich auch in der Form

$$\begin{aligned} Y(t) &= \hat{Y}_1(t)\cos[\omega_0 t + \psi(t)] + \hat{Y}_2(t)\cos[\omega_0 t + \psi_0] \\ &= Y_c(t)\cos\omega_0 t - Y_s(t)\sin\omega_0 t \end{aligned} \tag{2}$$

$$= \hat{Y}(t)\cos[\omega_0 t + \Phi(t)] \tag{3}$$

darstellen, wobei für die Quadraturkomponenten

$$\begin{aligned} Y_c(t) &= \hat{Y}_1(t)\cos\psi(t) + \hat{Y}_2(t)\cos\psi_0 \\ Y_s(t) &= \hat{Y}_1(t)\sin\psi(t) + \hat{Y}_2(t)\sin\psi_0 \end{aligned} \tag{4}$$

gilt. ψ_0 ist die gleichverteilte Anfangsphase der quasideterminierten Komponente und $\psi(t)$ der Phasenverlauf des Gauß-Prozesses $Y_1(t)$ mit der Einhüllenden $\hat{Y}_1(t)$. $\hat{Y}(t)$ ist die Hüllkurve und $\Phi(t)$ die Phase des resultierenden Prozesses, der sowohl kontinuierlich (Bild 1) als auch zeitlich begrenzt sein kann und in festen diskreten Zeitpunkten t_i analysiert wird (Bild 2).

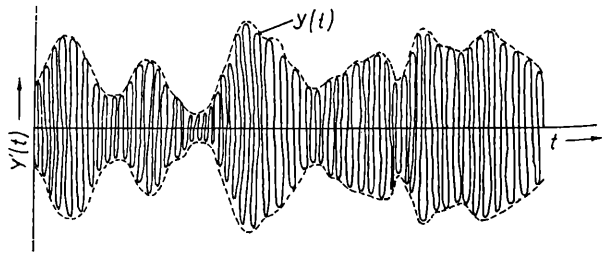
2. Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Einhüllenden und ihre Kenngrößen

Die Grundlagen für die Separation der im Prozeß $Y(t)$ [Gl. (3)] enthaltenen Signalanteile bildet die WDF $p(\hat{y})$ seiner Einhüllenden $\hat{Y}(t)$. Unter den Voraussetzungen der Schmalbandigkeit des normalen Zufallsprozesses $Y_1(t)$ mit der WDF

$$p(y_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\, e^{-y_1^2/2\sigma^2}$$

und der Konstanz $\hat{Y}_2(t) = \hat{Y}_2$ ergibt sich nach [1] für $p(\hat{y})$ die aus der zweidimensionalen WDF $p(\hat{y}, \varphi)$ nach der Integration über die Phase φ ableitbare bekannte Rice-WDF, die das sta-

Bild 1. Beispiel für Schmalbandprozeß (1 Realisierung)



Fortsetzung von Seite 117

[4] *Strobel, H.:* Experimentelle Systemanalyse. Berlin: Akademie-Verlag 1975
[5] *Witzschel, G.:* Korrelationsmeßverfahren zur Erfassung von Systemkennfunktionen im Zeitbereich. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 11, S. 457 bis 459
[6] *Golomb, S. W.:* Shift Register Sequences. San Francisco: Holden-Day 1967
[7] *Fey, P.:* Schieberegister und ihre Anwendungen. Nachrichtentech., Elektron. 20 (1970) 5, S. 189–195; 6, S. 227–230; 7, S. 274–278
[8] *Hellwig, C.; Fey, P.:* Statistische Untersuchung und Generierung korrelierter Binärfolgen. Nachrichtentech., Elektron. 25 (1975) 2, S. 42–44
[9] *Sarwate, D. V.; Pursley, M. B.:* Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences. Proc. IEEE 68 (1980) 5, S. 593–619
[10] *Palm, R.:* Instationäre stochastische Prozesse mit begleitenden Poisson-Prozessen. messen, steuern, regeln (in Vorbereitung)
[11] *Godfrey, K. R.:* Correlation Methods automatica 16 (1980) 5, S. 527–534
[12] *Palm, R.:* Polaritätskorrelation und Poisson-Prozeß. 15. Fachkolloquium Informationstechnik 1981 der TU Dresden, Themengruppe D Netzwerke und Systeme
[13] *Middleton, D.:* An Introduction to Statistical Communication Theory. New York, Toronto, London: McGraw-Hill Book 1960

Dr.-Ing. *Rainer Palm*, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der AdW der DDR, 1086 Berlin, Kurstr. 33

tistische Verhalten der Einhüllenden des Empfangssignals im Zeitpunkt $t = t_i$ beschreibt (Bild 3).

$$p(\hat{y}) = \frac{\hat{y}}{\sigma^2} e^{-(\hat{y}^2 + \hat{y}_2^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{\hat{y}\,\hat{y}_2}{\sigma^2}\right) \quad \text{für} \quad \hat{y} \geqq 0 \tag{5}$$

σ Streuung der Momentanwerte der zufälligen Komponente, $I_0(\ )$ modifizierte Bessel-Funktion nullter Ordnung.

Mit $q = \hat{y}_2/\sigma$ als Verhältnis des Pegels der quasideterminierten zur zufälligen Komponente (auch für spezifische Anwendungen als Signal-Rausch-Verhältnis oder als Verhältnis der kohärenten zur inkohärenten Signalkomponente bezeichnet) ergibt sich die Gleichung

$$p(\hat{y}) = \frac{\hat{y}}{\sigma^2} e^{-(\hat{y}^2/2\sigma^2 + q^2/2)} I_0\left(\frac{\hat{y}\,q}{\sigma}\right). \tag{6}$$

Die Rice-WDF wird durch die Parameter Gl. (7) charakterisiert, deren Kenntnis für weitere Analysen von Interesse ist.

a) Anfangsmomente

$$m_i = \sigma^i\, 2^{i/2}\, \Gamma(1 + i/2)\, {}_1F_1(-i/2; F_1; -q^2/2) \tag{7}$$

$$m_1 = m_E = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, {}_1F_1\left(-\frac{1}{2}; 1; -q^2/2\right) \text{ statistischer Mittelwert}$$

$$= \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, e^{-q^2/4} [(1 + q^2/2)\, I_0(q^2/4) + q^2/2\, I_1(q^2/4)] \tag{8}$$

(vgl. Bild 4).

$\Gamma(\ )$ Gammafunktion, $I_1(\ )$ modifizierte Bessel-Funktion erster Ordnung, ${}_1F_1(\ )$ hypergeometrische Funktion

b) Zentralmomente

$$\mu_2 = \sigma_E{}^2 = 2\sigma^2 (1 + q^2/2) - m_E{}^2$$

Varianz der Einhüllenden (vgl. Bild 4) (9)

$$\mu_3 = 2 m_E{}^3 - 2 m_E (1 + q^2) - \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, e^{-q^2/4} I_0(q^2/4) \tag{10}$$

$$\mu_4 = 4(q^4/4 + 2q^2 + 2) - 3 m_E{}^4 - 4 m_E$$

$$\times \left\{(1 - q^2/2)\, m_E - \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, e^{-q^2/2} I_0(q^2/4)\right\} \tag{11}$$

c) Koeffizienten

$$v = \frac{\sigma_E}{m_E} = \left[\frac{4(1 + q^2/2)}{\pi_1 F_1{}^2\left(-\frac{1}{2}; 1; -q^2/2\right)} - 1\right]^{\frac{1}{2}}$$

Variationskoeffizient (vgl. Bild 4) (12)

$$\gamma_a = \frac{\mu_3}{\sigma_E{}^3} \qquad \text{Asymmetrie, Schiefe} \tag{13}$$

$$\gamma_E = \frac{\mu_4}{\sigma_E{}^4} - 3 \qquad \text{Exzeß, Wölbung} \tag{14}$$

Spezialfälle

1. für $q = 0$ (die kohärente Komponente ist Null) ergibt sich die Rayleigh-WDF

$$p(\hat{y}) = \frac{\hat{y}}{\sigma^2} e^{-\hat{y}^2/2\sigma^2} \qquad \text{für } \hat{y} \geqq 0 \tag{15}$$

mit den Parametern

$$m_E = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}};\ \sigma_E{}^2 = (4 - \pi)\sigma^2/2 \approx 0{,}43\,\sigma^2;\ v \approx 0{,}52.$$

2. für $q \gg 1$ erfolgt der Übergang zur Gauß-WDF

$$p(\hat{y}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} e^{-(\hat{y} - \hat{y}_2)^2/2\sigma^2}$$

Parameter

$$m_E = \hat{y}_2 \sqrt{1 + \frac{1}{2q^2}} \qquad \text{für } q > 3$$

$$m_E \approx \hat{y}_2 \curvearrowright q \approx \frac{m_E}{\sigma} \qquad \text{für } q \gg 1.$$

$$\gamma_a \approx 0;\quad \gamma_E \approx 0$$

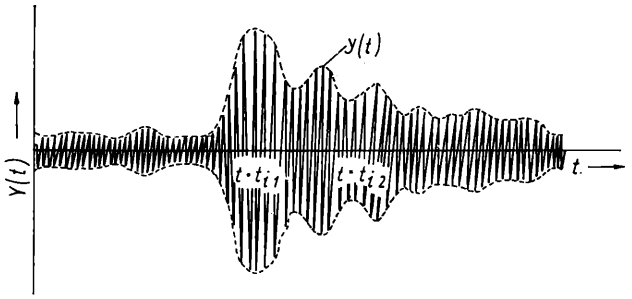


Bild 2
Beispiel für schmalbandige Empfangssignale (1 Realisierung)

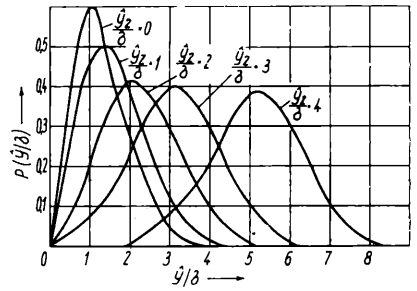


Bild 3
Verallgemeinertes Rayleigh-Gesetz (Rice-WDF)

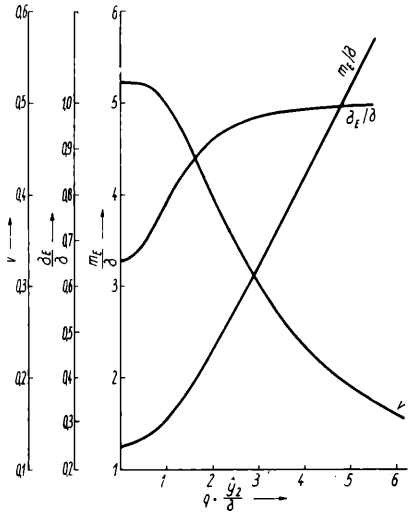


Bild 4
Parameter der Rice-WDF in Abhängigkeit vom Verhältnis der kohärenten zur inkohärenten Komponente oder des Signal-Rausch-Verhältnisses

Schlußfolgernd läßt sich feststellen, daß ein Überwiegen der kohärenten Komponente zur Gauß-WDF und ein Dominieren der inkohärenten Komponente zur Rayleigh-WDF führt.

3. Schätzung des kohärenten und inkohärenten Signalanteils an Hand der Parameter der Rice-WDF

Wenn das Rice-Modell eine geeignete Beschreibung für die empirischen Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der Empfangssignaleinhüllenden ist, ergibt sich die Notwendigkeit der Schätzung ihrer Parameter q und σ, die die gesuchte Information enthalten, aus experimentell gewonnenen Daten.

Die zu schätzenden Größen sind erwartungsgemäß sowohl in den Momenten als auch in den Koeffizienten enthalten. Es ist zweckmäßig, aus den dimensionslosen Koeffizienten zuerst das Verhältnis von kohärenten zu inkohärenten Komponenten zu schätzen, auf deren Basis dann mit Gl. (8) bzw. Gl. (9) die Streuung (der Effektivwert der inkohärenten Komponente) berechnet werden kann.

Die für die Schätzung erforderlichen Größen lassen sich aus den im Ergebnis experimenteller Analysen gewonnenen Häufigkeitsverteilungen $f_i = g(\hat{y}_i)$ wie folgt bestimmen [2]:

Anfangsmomente

$$m_r{}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{n} f_i\, \hat{y}_i{}^{r\,1)} \tag{16}$$

$$m_1{}^* = m_E{}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{n} f_i\, \hat{y}_i \qquad \text{linearer statistischer Mittelwert} \tag{17}$$

---

[1]) Bei den durch einen Stern gekennzeichneten Werten handelt es sich um Schätzwerte

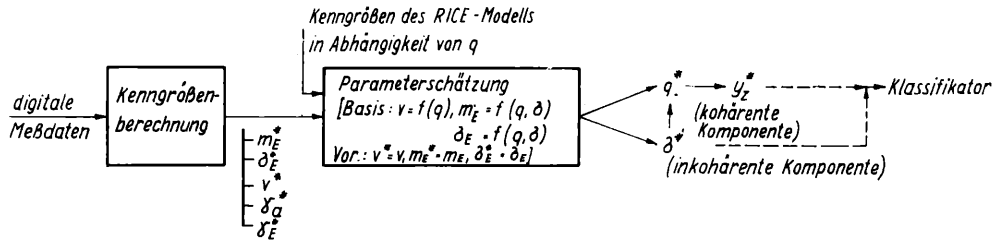


Bild 5. Schematischer Lösungsweg zur Bestimmung der Rice-WDF-Parameter

Tafel 1

Bild	m_E^* mV	σ_E^* mV	V^*	γ_a^*	γ_E^*	q^*	b^* mV	$\hat{Y}_2^*$ mV
6	73	35,6	48,7	0,37	−0,50	1,13	45,3	51,2
7	162	57,0	35,4	0,20	0,09	2,45	60,4	147,9
8	287	132,8	46,3	0,30	−0,30	1,4	158,9	222,5

$\hat{Y}_2^* = q^* \cdot \sigma^*$ gemäß der Definition von q

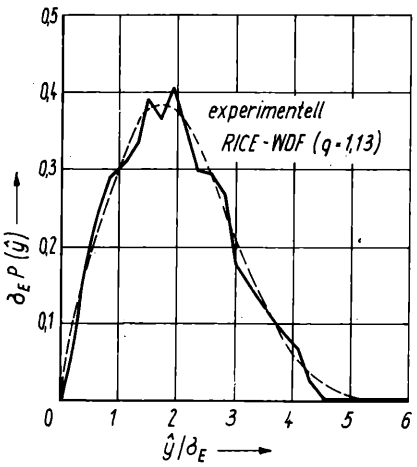


Bild 6
Empirische WDF der Einhüllenden am Meeresboden reflektierter Signale und die Rice-WDF-Approximation

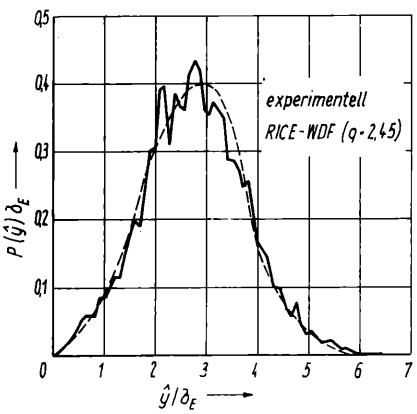


Bild 7
Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Amplitude der Einhüllenden von Bodenechos und die Rice-Approximation

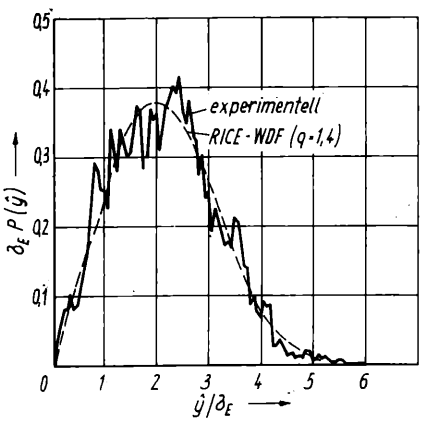


Bild 8
Empirische WDF der Amplitude der Einhüllenden von hydroakustischen Bodenechos für eine vorgegebene Ortungssituation und die Rice-Approximation

$$m_2^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{n} f_i \hat{y}_i^2 \qquad \text{quadratischer statistischer Mittelwert} \tag{18}$$

f_i absolute Häufigkeit der i-ten Klasse; $\hat{y}_i$ Klasse (Amplitude), wobei $i = 1, 2, \ldots, n$; n Anzahl der Klassen; N Stichprobenumfang.

Dispersion (Varianz)

$$\sigma_E^{2*} = \frac{1}{N-1} \left[\sum_{i=1}^{n} f_i \hat{y}_i^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{n} f_i \hat{y}_i \right)^2 \right] \tag{19}$$

Koeffizienten

$$V^* = \frac{\sigma_E^*}{m_E^*} \tag{20}$$

$$\gamma_a^* = \frac{1}{\sigma_E^{*3}} [m_3^* - 3\, m_1^*\, m_2^* + 2\, m_1^{*3}] \tag{21}$$

$$\gamma_E^* = \frac{1}{\sigma_E^{*4}} [m_4^* - 4\, m_1^*\, m_3^* + 6\, m_1^{*2}\, m_2^* - 3\, m_1^{*4}] - 3\,. \tag{22}$$

Die Kenntnis des ermittelten Variationskoeffizienten V^* ermöglicht mit den Ausdrücken der Gln. (12), (8), (9) oder der Grafik Bild 4 die Ermittlung der Rice-WDF-Parameter dadurch, daß die theoretischen Momente durch die der empirischen Verteilung ersetzt werden. Bild 5 veranschaulicht schematisch den Lösungsweg. Für die aufgezeigte Lösung bietet sich der Mikrorechnereinsatz an, wodurch eine On line-Verarbeitung der Meßdaten möglich wird, deren Ergebnisse für die Optimierung des Signalverarbeitungssystems im Hinblick auf eine Adaption an den zu verarbeitenden Prozeß mit dem Ziel der Gewinnung aussagekräftiger Meßergebnisse für die Identifikation genutzt werden können.

4. Anwendung zur Interpretation von Meßergebnissen in der Hydroortung

Bei der Untersuchung der Reflexionseigenschaften von Meeresböden hat sich gezeigt, daß durch das verallgemeinerte Rayleigh-Gesetz für die WDF der Einhüllendenamplituden der reflektierten Signale in der Mehrheit der Fälle eine gute Approximation erreicht wird. Der das Verhältnis von kohärenten (Spiegelreflexion) zu inkohärenten Komponenten (Streuung von den einzelnen Unebenheiten) charakterisierende Parameter q ist ein wesentliches Merkmal für an rauhen Flächen reflektierte Signale; seine Größe ist vom Bodenrelief abhängig. Sie kann im Bereich $0 \leqq q \leqq 13{,}5$ und in Äquivalenz dazu der Variationskoeffizient im Bereich $0{,}07 \leqq v \leqq 0{,}52$ variieren [3]. Das vorgestellte Schätzverfahren wird an empirischen WDF von Meeresbodenempfangssignalen, aufgenommen bei experimentellen Untersuchungen im Flachwasser, überprüft (Bilder 6, 7 und 8). Die entsprechenden Werte sind in Tafel 1 enthalten.
Das Meßprinzip wird in [4] beschrieben. Quasistationäre Ortungsbedingungen während der Meßwertaufnahme und ein ausreichender Stichprobenumfang sind eine notwendige Voraussetzung für die statistische Sicherheit der Schätzwerte.

5. Zusammenfassung

Durch die Rice-WDF lassen sich vorteilhaft empirische Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der Parameter solcher Zufallsprozesse analytisch beschreiben, die aus zufälligen und quasideterminierten Komponenten bestehen. Im Vergleich zu anderen WDFn hat das Rice-Modell den Vorteil, daß die informationstragenden Parameter explizit enthalten sind und sich durch entsprechende Parameterschätzverfahren bestimmen lassen. Die Parameter der Rice-WDF liefern Aussagen über das Signal-

Rausch-Verhältnis oder das Verhältnis von kohärenten und inkohärenten Signalanteilen im analysierten Empfangsprozeß, die für verschiedene praktische Anwendungsfälle von Interesse sind.
Es wurde gezeigt, wie die genannten Parameter mit der Momentenmethode an Hand der aus experimentellen Daten berechneten Momente und Koeffizienten geschätzt werden können.
Die vorgeschlagene Lösung erfordert den Ersatz der theoretischen durch die empirischen Momente. Ausdruck für die Effektivität der Schätzung ist eine möglichst geringe Dispersion der Schätzparameter.
Der für eine geforderte statistische Sicherheit der Ergebnisse notwendige Stichprobenumfang wächst mit der Streuung der Meßwerte.
Am Beispiel empirischer WDF der Einhüllendenamplitude von hydroakustischen Empfangssignalen, die durch Reflexion von Ortungsimpulsen am Flachwassermeeresboden entstanden, wird die praktische Anwendbarkeit des Schätzverfahrens untersucht. Die Kenntnis der Größe des Anteils von inkohärenten und kohärenten Signalen ermöglicht Rückschlüsse auf die Reflexionseigenschaften des Meeresbodens. Die Ergebnisse bilden damit u. a. die Basis für eine Signalidentifikation (Objekterkennung).

Eingegangen am 26. Oktober 1981 NaA 8795

Literatur

[1] *Rice, S. O.:* Statistical properties of a sine wave plus random noise. BSTJ 27 (1949) 1, S. 109
[2] *Sachs, L.:* Statistische Auswertungsmethoden. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1974
[3] *Brechovskij, L.:* Akustik des Ozeans (russ.) Moskau: Verlag Wissenschaft 1974
[4] *Barnick, W.; Müller, E.; Juppe, H.:* Analyse hydroakustischer Signale. Wiss. Zeitschrift der WPU Rostock 29 (1980) 10, S. 7–9

Dr.-Ing. *Erika Müller*, W lhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik, 2500 Rostock, Albert-Einstein-Str. 2

Ist die Karhunen-Loeve-Transformation optimal?

W. Zühlke, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Deskriptoren: Korrelation + Transformation, optimal + Koordinatentransformation (math)

Zur Frage in der Überschrift sei vorausbemerkt, daß das Wort optimal nur in Verbindung mit zugehörigen Bewertungskriterien stehen kann. Lautet das Bewertungskriterium „Dekorrelation einer stochastischen Wertefolge mit bekannten statistischen Abhängigkeiten", dann ist die Frage noch zu bejahen, aber mit der Einschränkung, daß die Karhunen-Loeve-Transformation [1] [2] nur eine von vielen optimalen Transformationen ist, denn es existieren zu diesem Problem noch unendlich viele Nebenlösungen. Es ist deshalb möglich, ein weiteres Bewertungskriterium hinzuzuziehen, um aus dieser Vielzahl jene Transformation auszuwählen, die auch dieses Kriterium am besten erfüllt. Sie gilt dann bezüglich dieser Kriterien wieder als optimal.
Diese Nebenlösungen des Dekorrelationsproblems erhält man, wenn man als Lösung auch nichtorthogonale Transformationen zuläßt, die, wie gezeigt wird, zu schiefwinkligen Koordinatensystemen führen, und natürlich andere Transformierte ergeben. Damit ergeben sich in vielen Fällen günstigere Wertefolgen als bei der Karhunen-Loeve-Transformation, wenn eine anschließende Quantisierung und Codierung vorgesehen ist.
Da die Karhunen-Loeve-Transformation (KLT) bislang als die optimale Transformation galt und die obige Frage deshalb etwas überraschend wirkt, wird das Problem eingangs an einem vorgezogenen Beispiel erklärt und anschließend wird erst der mathematische Weg gezeigt.

1. Anschauliche Darstellung

In Bild 1 ist eine Menge M von Wertepaaren P_i in der zweidimensionalen Darstellung (kartesisches Koordinatensystem) gezeigt. Die Menge ist auf $M = 6$ beschränkt, und in beliebiger Folge treten diese sechs Wertepaare gleichwahrscheinlich und unabhängig auf.
Wie man im Bild 1 erkennen kann, sind zur eindeutigen Kennzeichnung (Codierung) dieser Punkte P_1 bis P_6 sechs unterschiedliche x_1-Koordinaten und auch sechs dazugehörige unterschiedliche x_2-Koordinaten anzugeben.
Dreht man das Koordinatensystem um $\alpha_1 = 14°$, so erhält man das gestrichelt gezeichnete Koordinatensystem mit den Achsen y_1 und y_2 mit sechs unterschiedlichen y_1-Werten und nur noch zwei unterschiedlichen y_2-Werten.
Die Berechnung der KLT zu diesem Beispiel ergibt eine Drehung um $\alpha_1 = 26{,}6°$ mit für die Codierung dieser Punkte sogar schlechterer Lage. *Nawrath* [3] schreibt in diesem Zusammenhang von negativen Gewinnen für die Entropie, die erst durch

Bild 1
Zu codierende Punktmenge in rechtwinkligen Koordinatensystemen

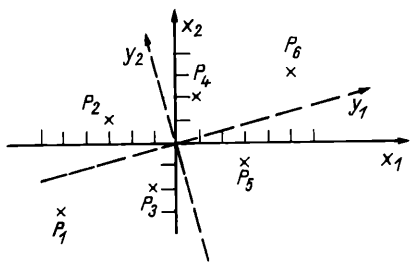
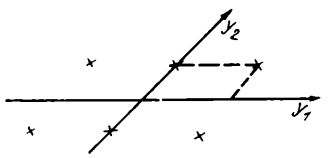


Bild 2
Punktmenge im geeigneten schiefwinkligen Koordinatensystem



reversible Quantisierung reduziert und in positive Gewinne umgewandelt werden können.
Bemerkenswert aber ist die Darstellung der Punkte P_1 bis P_6 in einem schiefwinkligen Koordinatensystem nach Bild 2. Aus Tafel 1 geht hervor, daß nur noch drei unterschiedliche y_1- und zwei unterschiedliche y_2-Werte zur eindeutigen Kennzeichnung nötig sind.
Für die sechs unterschiedlichen Punkte kann man bei gleichwahrscheinlichem Auftreten die scheinbare Entropie für die gegebenen vier Koordinatensysteme bei Einzelcodierung der Koordinatenwerte berechnen.

$$H_{\text{Kartes.}} = 5{,}2 \text{ bit/Sy} \qquad H_{\text{Dreh (14°)}} = 3{,}6 \text{ bit/Sy}$$
$$H_{\text{KLT}} = 5{,}2 \text{ bit/Sy} \qquad H_{\text{schiefw.}} = 2{,}6 \text{ bit/Sy}. \qquad (1)$$

Mit geeigneter Quantisierung lassen sich auch die bei der KLT berechneten y_i-Werte mit dem optimalen Wert von 2,6 bit/Sy für sechs gleichwahrscheinliche Wertekombinationen erreichen, den die schiefwinklige Koordinatentransformation sofort erreicht hat. Bemerkenswert ist, daß sowohl die KL- als auch die schiefwinklige Transformation zu dekorrelierten Wertefolgen führen, die Drehung des Koordinatensystems um 14° dagegen nicht.
Dieses Beispiel ist so überzeugend, weil es leicht erkennbare Vorzugsrichtungen in der Punkteanordnung hat. Aber auch bei leicht geänderter Anordnung der Punkte, so daß sie nicht mehr in einer Flucht liegen, wird noch ein Vorteil dadurch erreicht, daß mit dieser schiefwinkligen Transformation die anschließende geeignete Quantisierung leichter erkennbar wird als bei der KLT.

Tafel 1. Darstellung der Punkte P_i in vier verschiedenen Koordinatensystemen

Punkte	Kartesische Koordinaten		Drehung um 14°		KLT		optimale schiefwinklige Koordinaten	
	x_1	x_2	y_1	y_2	y_2	y_2	y_1	y_2
P_1	− 5	− 3	− 5,1	− 1,7	− 5,8	− 0,45	− 4,1	− 2,2
P_2	− 3	1	− 2,7	1,7	− 2,2	2,2	− 4,1	2,2
P_3	− 1	− 2	− 1,7	− 1,7	− 1,8	− 1,3	0	− 2,2
P_4	1	2	1,7	1,7	1,8	1,3	0	2,2
P_5	3	− 1	2,7	− 1,7	2,2	− 2,2	4,1	− 2,2
P_6	5	3	5,1	1,7	5,8	0,45	4,1	2,2

Liegt eine größere Punktmenge vor, z. B. auf einer Fläche, in der alle möglichen Punkte belegt sind, so ist bei gleichwahrscheinlichem Auftreten aller Punkte aus der Umrandung der Fläche zu erkennen, welches Koordinatensystem zur geeignetsten Darstellung bzw. Codierung führt. Für eine Punktmenge M nach Bild 3 ist eine schiefwinklige Darstellung geeignet, für eine rechteckförmige Punktmenge natürlich ein rechtwinkliges Koordinatensystem.
Die prinzipiellen Erkenntnisse dieser nur im zweidimensionalen Fall, der der Transformation in Zweiergruppen ($N = 2$) entspricht, anschaulichen Darstellung gelten auch für N-dimensionale Wertegruppen.

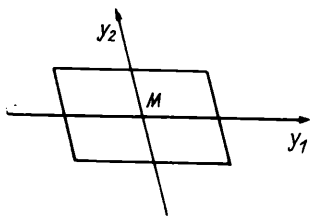


Bild 3. Angepaßtes Koordinatensystem für eine gleichwahrscheinliche Punktmenge im Parallelogramm

2. Schiefwinklige Koordinatentransformation

Die Ableitung der Transformationsmatrix läßt sich für den zweidimensionalen Fall aus der Darstellung in Bild 4 ablesen. Aus rein geometrischen Ableitungen und Anwendung von Additionstheoremen folgt aus Bild 4 das folgende Gleichungssystem zur Umrechnung der x_1-, x_2-Koordinaten in y_1-, y_2-Koordinaten.

$$y_1 = \frac{\sin \alpha_2}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}\, x_1 - \frac{\cos \alpha_2}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}\, x_2 \tag{2}$$

$$y_2 = \frac{-\sin \alpha_1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}\, x_1 + \frac{\cos \alpha_1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}\, x_2 . \tag{3}$$

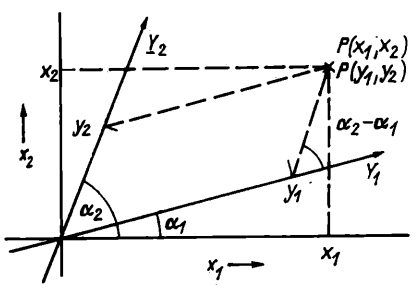


Bild 4
Punkt P im rechtwinkligen x_1, x_2- und im schiefwinkligen Y_1, Y_2-Koordinatensystem

In Matrixschreibweise ist

$$||Y|| = ||T_s|| \cdot ||X|| \tag{4}$$

mit

$$||T_s|| = \frac{1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{Vmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & +\cos \alpha_1 \end{Vmatrix} \tag{5}$$

und

$$Y = \begin{Vmatrix} y_1 \\ y_2 \end{Vmatrix}, \quad ||X|| = \begin{Vmatrix} x_1 \\ x_2 \end{Vmatrix}. \tag{6}$$

Als Sonderfall ist die reine Drehung des Koordinatensystems (z. B. durch die KLT) in Gl. (5) mit $\alpha_2 = \alpha_1 + 90°$ enthalten. Für schiefwinklige Transformationen stellt $\sin(\alpha_2 - \alpha_1)$ den Reziprokwert eines Streckungsfaktors dar, in rechtwinkligen Systemen ist er gleich eins.

Die Darstellung einer Transformationsmatrix durch

$$||T|| = \begin{Vmatrix} t_1 & t_2 \\ t_3 & t_4 \end{Vmatrix} \tag{7}$$

liefert durch Vergleich folgende Drehwinkel:

$$\alpha_1 = -\arctan\left(\frac{t_3}{t_4}\right), \tag{8}$$

$$\alpha_2 = -\arctan\left(\frac{t_1}{t_2}\right), \tag{9}$$

und die allgemeine Rücktransformationsmatrix ist

$$||T_s||^{-1} = \begin{Vmatrix} \cos \alpha_1 & \cos \alpha_2 \\ \sin \alpha_1 & \sin \alpha_2 \end{Vmatrix} \tag{10}$$

3. Allgemeine Lösung des Dekorrelationsproblems

Multipliziert man einen Vektor $||X||$ mit seinem transponierten Vektor, erhält man die Kovarianzmatrix für diese eine Realisierung. Die Mittelung über alle möglichen Realisierungen unter Beachtung ihrer Auftrittswahrscheinlichkeiten ergibt die Kovarianzmatrix $||Kx||$ des Prozesses:

$$||Kx|| = E\{||X|| \cdot ||X||^T\}, \tag{11}$$

$$||Kx|| = \begin{Vmatrix} k_1 & k_2 \\ k_3 & k_4 \end{Vmatrix}. \tag{12}$$

Bei den angenommenen mittelwertfreien Prozessen ist k_1 der Mittelwert aller x_1^2, k_4 der Mittelwert aller x_2^2 und $k_2 = k_3$ der Mittelwert aller $x_1 \cdot x_2$ (bzw. $x_2 \cdot x_1$), und diese letzten Mittelwerte sind Null, wenn keine Korrelation zwischen den Werten x_1 und x_2 auftritt. Da diese Kreuzkorrelation eine Eigenschaft der Quelle ist, läßt sie sich im allgemeinen nicht ändern, aber man kann durch Transformation mit der Matrix $||T||$ erreichen, daß der Mittelwert aus $y_1 \cdot y_2$ Null wird. Das heißt, man dreht das Koordinatensystem so weit, bis die Flächen $x_1 \cdot x_2$ im 1. und 3. Quadranten (positiv) zusammen so groß sind, wie die im 2. und 4. Quadranten (negative Vorzeichen für diese Flächen).
Für diese dekorrelierende Transformation $||T_d||$ gilt

$$||Y|| = ||T_d|| \cdot ||X|| \tag{13}$$

mit der zusätzlichen Bedingung, daß

$$||K_y|| = E\{||Y|| \cdot ||Y||^T\} = ||T_d|| \cdot E\{||X|| \, ||X||^T\} ||T_d||^T$$

$$||K_y|| = ||T_d|| \, ||K_x|| \cdot ||T_d||^T \tag{14}$$

nur in der Hauptdiagonalen Werte hat, die von Null verschieden sind.
Üblich ist die Berechnung von $||T_d||$ aus Gl. (14) über die Eigenvektoren von $||K_x||$. Über diesen Weg erhält man die Transformationsmatrix für die Karhunen-Loeve-Transformation, aber man erhält nur diese eine Lösung.
Gleichung (14) in ausführlicher Form lautet:

$$\begin{Vmatrix} t_1 & t_2 \\ t_3 & t_4 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} k_1 & k_2 \\ k_2 & k_4 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} t_1 & t_3 \\ t_2 & t_4 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{Vmatrix}. \tag{15}$$

Darin ist beachtet, daß $k_2 = k_3$ ist, weil $E\{x_1 x_2\} = E\{x_2 x_1\}$ ist, und σ_i^2 steht deshalb auf der Hauptdiagonalen, weil die Mittelwerte von y_i^2 die Varianzen von y_i sind.
Aus Gl. (15) lassen sich vier Gleichungen ablesen:

$$t_1^2 k_1 + 2 t_1 t_2 k_2 + t_2^2 k_4 = \sigma_1^2, \tag{16}$$

$$t_1 t_3 k_1 + (t_1 t_4 + t_2 t_3) k_2 + t_2 t_4 k_4 = 0, \tag{17}$$

$$t_1 t_3 k_1 + (t_1 t_4 + t_2 t_3) k_2 + t_2 t_4 k_4 = 0, \tag{18}$$

$$t_3^2 k_1 + 2 t_3 t_4 k_2 + t_4^2 k_4 = \sigma_2^2. \tag{19}$$

Da die Gln. (17) und (18) identisch sind, fällt schon eine Gleichung weg. Die Gln. (16) und (19) sind einzeln nicht zu verwerten, da σ_1^2 und σ_2^2 nicht bekannt sind. Da aber deren Summe bekannt ist, läßt sich aus der Summe von Gl. (16) und Gl. (19) eine Gleichung entwickeln, die zwei Unbekannte weniger hat.
Bei einer Drehung des rechtwinkligen Koordinatensystems bleibt $\sigma_1^2 + \sigma_2^2 = k_1 + k_4$ konstant, weil sich der Abstand der Punkte zum Koordinatenursprung durch die Drehung nicht ändert. Bei der Transformation in ein schiefwinkliges Koordi-

natensystem ändert sich der Abstand auch nicht, und er wird nach dem Kosinussatz berechnet:

$$l^2 = y_1^2 + y_2^2 - 2\,y_1\,y_2 \cos(180° - \alpha_2 + \alpha_1). \tag{20}$$

Bildet man die Mittelwerte und beachtet, daß bei der dekorrelierenden Transfomation $\overline{y_1 \cdot y_2} = 0$ werden soll, so gilt auch

$$\overline{y_1}^2 + \overline{y_2}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 = k_1 + k_4 \tag{21}$$

und

$$(t_1^2 + t_3^2)\,k_1 + 2\,(t_1\,t_2 + t_3\,t_4)\,k_2 + (t_2^2 + t_4^2)\,k_4 = k_1 + k_4. \tag{22}$$

Damit aber hat die Summe von Gl. (16) und Gl. (19), dargestellt durch Gl. (22), nur dann zwei Unbekannte weniger, wenn Gl. (17) gilt. Das heißt, sie sind voneinander abhängig, und nur eine Gleichung bleibt von diesem Gleichungssystem als Lösungsgleichung übrig. Dabei ist Gl. (17) exakter, weil Gl. (22) für alle Drehungen eines rechtwinkligen Koordinatensystems gilt, auch für solche, für die Gl. (17) nicht erfüllt ist.

Die Gl. (17) als Lösungsgleichung enthält vier Unbekannte (t_1, t_2, t_3 und t_4), die aber nach Gl. (5) und Gl. (7) ersetzt werden können durch

$$t_1 = \frac{\sin\alpha_2}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \quad t_2 = \frac{-\cos\alpha_2}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}$$
$$t_3 = \frac{-\sin\alpha_1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \quad t_4 = \frac{\cos\alpha_1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \tag{23}$$

Damit erhält man eine Gleichung mit zwei Unbekannten (α_1, α_2). Diese Gleichung ist unbestimmt und ergibt unendlich viele Lösungen.

Folgende Lösungsformen konnten aus Gl. (17) abgeleitet werden:

1. Dividiert man Gl. (17) durch $t_2 \cdot t_4$, so folgt daraus

$$\frac{t_1}{t_2} \cdot \frac{t_3}{t_4} k_1 + \left(\frac{t_1}{t_2} + \frac{t_3}{t_4}\right) k_2 + k_4 = 0.$$

Mit $t_1/t_2 = -\tan\alpha_2$ und $t_3/t_4 = -\tan\alpha_1$ erhält man

$$\tan\alpha_1 = \frac{k_4 - k_2\tan\alpha_2}{k_2 - k_1\tan\alpha_2}. \tag{24}$$

Dabei sind α_2 und α_1 austauschbar (Spiegelung), so daß auch

$$\tan\alpha_2 = \frac{k_4 - k_2\tan\alpha_1}{k_2 - k_1 \cdot \tan\alpha_1} \tag{25}$$

gilt.

2. Die Gln. (23) in Gl. (17) eingesetzt, ergibt die folgende Gleichung:

$$-k_1 \sin\alpha_2 \sin\alpha_1 + k_2(\sin\alpha_2\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2\sin\alpha_1) + -k_4\cos\alpha_2\cos\alpha_1 = 0.$$

Durch Umformung mit Additionstheoremen erhält man

$$k_1(\cos(\alpha_2 - \alpha_1) - \cos(\alpha_2 + \alpha_1)) - 2\,k_2\sin(\alpha_2 + \alpha_1) + k_4(\cos(\alpha_2 - \alpha_1) + \cos(\alpha_2 + \alpha_1)) = 0$$

und als Lösungsformen die Gln. (26) und (27).

$$\cos(\alpha_2 - \alpha_1) = \frac{k_1 - k_4}{k_1 + k_4}\cos(\alpha_2 + \alpha_1) + \frac{2\,k_2}{k_1 + k_4}\sin(\alpha_2 + \alpha_1) \tag{26}$$

$$\cos(\alpha_2 + \alpha_1) = \frac{(k_1^2 - k_4^2)\cos(\alpha_2 - \alpha_1) \pm 2\,k_2\sqrt{(k_1 - k_4)^2 + 4\,k_2^2 - (k_1 + k_4)^2\cos^2(\alpha_2 - \alpha_1)}}{(k_1 - k_4)^2 + 4\,k_2^2}. \tag{27}$$

Aus Gl. (25) ist ersichtlich, daß zu jedem α_1-Wert eine eindeutige Hauptwertlösung für α_2 existiert.

Aus den Lösungsformen nach Gl. (26) und Gl. (27) folgt, daß an Stelle von α_1 oder α_2 auch der Öffnungswinkel des i. allg. schiefwinkligen Koordinatensystems $(\alpha_2 - \alpha_1)$ vorgegeben werden kann oder auch die Summe der Drehwinkel $(\alpha_2 + \alpha_1)$ und mit den Werten k_1, k_2 und k_4, die aus der Statistik der Eingangswertfolge bekannt sind, der zugehörige Wert für die Summe bzw. die Differenz der Drehwinkel berechnet werden kann. (Wird $\alpha_2 - \alpha_1$ bzw. $180° - (\alpha_2 - \alpha_1)$ zu klein gewählt, ergeben sich allerdings komplexe Werte in Gl. (27).

In Gl. (27) ist das Vorzeichen der Wurzel und auch das der arc cos-Funktion zweideutig, so daß sich vier Hauptwertlösungen ergeben, von denen nur zwei die Gl. (17) erfüllen.

Die Kontrolle ist einfach durch Gl (26), die eindeutige Hauptwertlösungen ergibt. Die zwei verbleibenden Hauptwertlösungen entstehen durch Vertauschung von σ_1^2 und σ_2^2 in den Gln. (16) und (19), so daß doch nur eine prinzipielle Lösung zu jedem $\alpha_2 - \alpha_1$ existiert.

Aus $\alpha_2 + \alpha_1$ und $\alpha_2 - \alpha_1$ folgen schließlich α_2 und α_1 nach den Gln. (28) und (29):

$$\alpha_2 = \frac{1}{2}[(\alpha_2 + \alpha_1) + (\alpha_2 - \alpha_1)] \tag{28}$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2}[(\alpha_2 + \alpha_1) - (\alpha_2 - \alpha_1)]. \tag{29}$$

Die berechenbaren α_1- und α_2-Wertepaare führen nach Bild 4 zu einem i. allg. schiefwinkligen Koordinatensystem, in dem die y_1- und y_2-Koordinaten statistisch unkorreliert sind.

Der Sonderfall der Karhunen-Loeve-Transformation ist in den Gln. (26) und (27) durch $\alpha_2 - \alpha_1 = 90°$ enthalten.

Daraus folgt für die KLT

$$\tan(\alpha_2 + \alpha_1) = -\frac{k_1 - k_4}{2\,k_2} \tag{30}$$

und

$$\alpha_1 = \frac{1}{2}\left(\arctan\frac{k_4 - k_1}{2\,k_2} - \frac{\pi}{2}\right). \tag{31}$$

Die Mehrdeutigkeit der arc tan-Funktion liefert zusätzliche Lösungen durch Drehung jeweils einer Achse um 180°. Auch die Spiegelung der anderen Achse ist zulässig und führt nur zu anderen Vorzeichen für die jeweilige Koordinate.

Die Transformationsmatrix für die KLT wird mit dem Wert von Gl. (31) berechnet:

$$||T_{KL}|| = \begin{Vmatrix} \cos\alpha_1 & \sin\alpha_1 \\ -\sin\alpha_1 & \cos\alpha_1 \end{Vmatrix}. \tag{32}$$

Zur Kontrolle dient Gl. (17).

Beispiel 1

Für die Wertefolge $-5, -3, -3, 1, -1, -2, 5, 3, 1, 2, 3, -1$, die als typische Folge eines stationären Prozesses gelten soll und der zweidimensionalen Transformation der Darstellung in Bild 1 entspricht, ergibt die Berechnung der Koeffizienten der Kovarianzmatrix:

$$k_1 = \frac{1}{6}(25 + 9 + 1 + 25 + 1 + 9) = 11{,}67,$$
$$k_2 = k_3 = \frac{1}{6}(15 - 3 + 2 + 15 + 2 - 3) = 4{,}67,$$
$$k_4 = \frac{1}{6}(9 + 1 + 4 + 9 + 4 + 1) = 4{,}67. \tag{33}$$

Für die KLT folgt aus $\alpha_2 - \alpha_1 = 90°$ und $\alpha_2 + \alpha_1 = -36{,}8°$

$$\alpha_1 = -63{,}44°, \quad \alpha_2 = 26{,}56°$$
$$(\alpha_i = 116{,}56° \text{ s. Tafel 2}) \tag{34}$$

und

$$||T_{KL}|| = \begin{Vmatrix} 0{,}447 & -0{,}894 \\ 0{,}894 & 0{,}447 \end{Vmatrix}. \tag{35}$$

(Drehungen um zusätzliche 90°, 180° oder 270° spielen keine wesentliche Rolle, da sich nur Vorzeichen ändern.)

Tafel 2. Einige dekorrelierende Koordinaten für Beispiel 1 (Winkel in Grad)

α_1	α_2	$\alpha_2 - \alpha_1$	t_1	t_2	t_3	t_4	
0	45	45	1	−1	0	1,4	
14	63,4	49,4	1,18	−0,59	−0,31	1,28	(optimal für Quantisierung)
20	81,9	61,9	1,13	−0,16	−0,39	1,07	
26,56	116,56	90	0,894	0,447	−0,447	0,894	(KLT)
30	137	107	0,71	0,76	−0,52	0,90	
40	176,7	136,7	0,084	1,46	−0,94	1,12	
60	192,4	132,4	−0,29	1,32	−1,17	0,68	
80	199,5	119,5	−0,38	1,08	−1,13	0,20	
90	201,8	111,8	−0,4	1	−1,08	0	

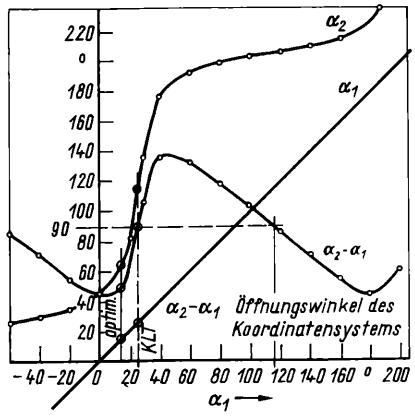


Bild 5
Grafische Darstellung berechneter dekorrelierender Drehwinkel für Beispiel 1

Für die allgemeine dekorrelierende Transformation kann $\alpha_2 - \alpha_1$ für diesen Fall zwischen 44,4° und 135,6° für reelle Werte von $\alpha_2 + \alpha_1$ schwanken. In Tafel 2 sind die berechneten Werte für die zugehörigen Winkel und die Transformationsmatrix angegeben.
Für die anschließende Quantisierung liegt die Transformation mit $\alpha_2 - \alpha_1 = 49{,}4°$ am günstigsten (optimal) (siehe Bild 2). Mit $\alpha_1 = 14°$ und $\alpha_2 = 63{,}5°$ liegen dabei die y-Achsen des Koordinatensystems in den Vorzugsrichtungen des Punkteschemas; die Koordinatenwerte sind in Tafel 1 angegeben (Bild 5).

Beispiel 2

Für das von *Nawrath* in seiner Arbeit [3, S. 221] angegebene Beispiel mit 52 Realisationen erkennt man aus dem dort gezeigten Bild 3*a*) günstige Vorzugsrichtungen mit $\alpha_1 = 45°$ und $\alpha_2 = 90°$, $\alpha_1 = 45°$ und $\alpha_2 = 135°$ und auch mit $\alpha_1 = 0°$ und $\alpha_2 = 45°$. Die Berechnung dekorrelierender Transformationen aber ergibt mit

$$||K_x|| = \begin{Vmatrix} 6{,}39 & 3{,}57 \\ 3{,}57 & 4{,}74 \end{Vmatrix} \tag{36}$$

für die KLT

$$\alpha_1 = -51{,}5° \text{ und } \alpha_2 = 38{,}5°, \quad (\text{bzw. } \alpha_1 = 38{,}5° \text{ und } \alpha_2 = 128{,}5°) \tag{37}$$

mit der Transformationsmatrix

$$||T_{KL}|| = \begin{Vmatrix} 0{,}6225 & -0{,}7826 \\ 0{,}7826 & 0{,}6225 \end{Vmatrix} \tag{38}$$

und für schiefwinklige dekorrelierende Transformationen u. a.

$$\alpha_1 = 0°,\ \alpha_2 = 53{,}7°,\ \alpha_1 = 45°,\ \alpha_2 = 157{,}4°,\ \alpha_1 = 90°,\ \alpha_2 = 29{,}2° + (k \cdot 180°),\ \alpha_1 = 135°,\ \alpha_2 = 39{,}9° \tag{39}$$

mit nach den Gln. (5) bzw. (23) berechenbaren Transformationsmatrizen. Damit hat man eine Auswahl ungünstiger Lösungen. Die Quantisierung ist in keiner der angegebenen Lösungen in Gl. (39) sehr einfach. Durch den Zwang von Gl. (17) wird die zweite Achse so weit gedreht, bis der Mittelwert der Produkte $y_1 \cdot y_2$ Null wird. Hier bietet sich ein Kompromiß zwischen nichtvollständiger Dekorrelation und guten Quantisierungseigenschaften an.

4. Schlußbemerkungen

Es wurde gezeigt, daß die Karhunen-Loeve-Transformation nicht die einzige Transformation ist, die zur Dekorrelation statistischer Prozesse bzw. ihrer Wertefolgen geeignet ist, sie ist nur die einzige orthogonale Lösung. Unter Verwendung nichtorthogonaler Transformationen, bei der die Koordinaten nicht mehr rechtwinklig zueinander stehen (aber noch geradlinig sind), lassen sich noch viele interessante Lösungen finden. Die Spitzwinkligkeit ist für reelle Lösungen nach unten durch die Positivitätsbedingung des Radikanten in Gl. (27) begrenzt. Orthogonale Darstellungen sind in der Multiplextechnik nötig, um die Signalanteile eindeutig und einfach demodulieren zu können; sie sind optimal, wenn voll besetzte Räume zu beschreiben sind und diskrete Mengen Vielfache von 2^N sind. Orthogonale Darstellung ist einfacher als nichtorthogonale, aber prinzipiell sind die kartesischen Koordinaten nur ein Sonderfall der allgemeinen schiefwinkligen Koordinatensysteme.
Interessant ist, daß bei der KLT-Lösung das Verhältnis σ_1^2 zu σ_2^2 extrem ist und man deshalb dieser Transformation gute Filtereigenschaften nachsagt [4, S. 391]. Mit schiefwinkligen Koordinaten kann man mit Gl. (16) bzw. Gl. (19) und $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \frac{1}{2}(k_1 + k_4)$ auch jene finden, für die das Spektrum „weiß" ist.
Für diesen Fall gilt

$$\sin(\alpha_2 - \alpha_1) = \frac{2\,|k_1 k_4 - k_2^2}{k_1 + k_4}. \tag{40}$$

Die allgemeine Lösung dieses Dekorrelationsproblems wirft neue Fragen auf. Gesucht sind geeignete Verfahren zur Auswahl der Optimaltransformation (besser: dekorrelierenden Transformation), die Wertung der Restredundanz bei Verwendung leicht quantisierbarer Vorzugsrichtungen, das Auffinden solcher Vorzugsrichtungen (auch bei mehrdimensionalen stochastischen Prozessen) und die Entwicklung der Lösungsgleichungen für mehrdimensionale dekorrelierende Transformationen.

Eingegangen am 25. September 1981 NaA 8762

Literatur

[1] *Karhunen, H.:* Über lineare Methoden in der Wahrscheinlichkeitsrechnung. Ann. Acad. Sci. Fenn., Ser. A.I. 37 (Helsinki) 1947
[2] *Hotelling, H.:* Analysis of a complex of statistical variables in to principle components. J. Educ. Psych. 24 (1933) S. 417–441
[3] *Nawrath, R.:* Vergleichende Betrachtung von prädiktiven Verfahren und Transformationsmethoden in der Bildcodierung. AEÜ 31 (1977) 6, S. 217 bis 224
[4] *Netravali, A. N.; Limb, J. O.:* Picture Coding – A Review. Proc. of the IEEE 68 (1980) 3, S. 366–406

Dr. sc. techn. *Werner Zühlke*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, Postschließfach 327

Kurzinformationen

Lesecomputer für Telefonauskunft

● Die der Japanischen Post unterstehende Nippon Telegraph and Telephone Public Corp. (NTT) hat einen Computer vorgestellt, der Dokumente, Zeitungen und Bücher „lesen" und mit synthetischer Stimme vortragen kann. Ein Roboter von der Größe eines Kinderarms besorgt das Umschlagen der Seiten, wobei auf Befehl eine unterschiedliche Anzahl Blätter bewegt werden kann. Die Wiedergabegenauigkeit beim Lesen japanischsprachiger Zeitungstexte wird mit 99,5% angegeben. Das Gerät soll neue Formen automatisierten Kundendienstes über Telefon ermöglichen. Die Entwicklung dient zugleich als Etappe für den Bau „intelligenter Computer" der 5. Rechnergeneration, die etwa 1990 auf den Markt kommen soll.
NTT entwickelte ferner ein neues digitales Mikrowellensystem für große Distanzen. Es hat eine Übertragungskapazität von 200 Mbit/s. (ADN)

Kabelfernsehen über Glasfaserkabel in der Schweiz

● In der Schweiz wurde erstmals innerhalb eines Kabelfernsehnetzes statt des herkömmlichen Koaxialkabels ein Glasfaserkabel eingesetzt. Dieses Glasfaserkabel, das als Lichtwellenleiter wirkt, führt von Altdorf nach Erstfeld im Kanton Uri. Während auf dieser 4,6 km langen Strecke bei der konventionellen Lösung 5 Zwischenverstärker benötigt wurden, kommt das neue System ohne jeden Zwischenverstärker aus. Damit haben Schweizer Firmen mit Unterstützung der Technischen Hochschule Zürich und der PTT ein System geschaffen, das produktionsreif ist und für fast jede Art von Übertragung eingesetzt werden kann.

Die erste kommerzielle Anlage überträgt auf vier Glasfasern alle Fernsehprogramme und das gesamte UKW-Spektrum der Gemeinschaftsantennenanlage Altdorf – Erstfeld. Für die Verstärkung der Signale können bei Glasfaserkabel 5 bis 10mal so große Abstände wie bisher gewählt werden. Dadurch ließe sich auf zahlreiche aufwendige Kabinen, Verstärker, Netzanschlüsse und ähnliches verzichten. (ADN)

Haftfestigkeit von Settelschirmen

S. von Hoff, KDT, H.-J. Böhmel, KDT, Erfurt

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Deskriptoren: Elektronenstrahlröhre, Lumineszenzwerkstoff, Helligkeit, Fertigungstechnik

1. Problematik

Leuchtschirme für Oszillografenröhren werden durch Sedimentation hergestellt, wobei gleichzeitig mit dem Leuchtstoff Kaliwasserglas ($Si(OH)_4 \cdot KOH$) durch Zusatz eines Elektrolyten, z. B. Barium- oder Strontiumnitrat abgeschieden wird.
Es handelt sich hierbei um vielfältige Verbindungen, die nach völligem Entzug des Wassers zum SiO_2 unter Einbau von K_2O führen. Die Zwischenstufen sind in ihrem exakten Aufbau nicht eindeutig bestimmt. Ihre gelartige Konsistenz bringt den Zusammenhalt zwischen den Substanzen. Das Gel hat die Aufgabe, den Leuchtstoff (ZnS) an der Planscheibe zu befestigen und die Körner untereinander zu verbinden. Es kommt darauf an, daß das Gel gleichmäßig während der Settelzeit abgeschieden wird. Ein zu frühes Abscheiden führt zum Abrutschen des Schirmes, während beim zu späten Abscheiden der Gelpartikel auf der Rückseite der Schicht ein Lawineneffekt ausgelöst wird und damit die Schicht abreißt. Auch beim gleichmäßigen Abscheiden, das nicht nur durch die Konzentrationsverhältnisse und andere Ladungsträger, sondern auch durch die Temperatur und deren Änderung während der Abscheidung (dT/dt) beeinflußt wird, muß die absolute Menge sehr genau eingehalten werden. Die Dicke der abgeschiedenen Schicht, die durch anschließende Wärmebehandlung in SiO_2 umgewandelt wird, bestimmt nicht nur die Haftfestigkeit und innere Festigkeit des Schirmes, sondern auch die Leuchtdichte. Beide Effekte sind gegenläufig, d.h. Leuchtdichte $\times$ Festigkeit = const.
Von dieser Überlegung ausgehend, ist eine Technologie aufzubauen, mit der genügend helle, aber auch genügend feste Schirme erzeugt werden. Eine hohe Festigkeit ist erwünscht, damit bei Herstellung und Benutzung der Röhren bei den unvermeidbaren mechanischen Belastungen der Schirm nicht beschädigt wird.

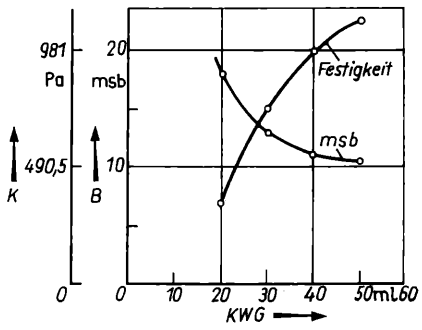
2. Methoden zur Messung von Leuchtdichte und Festigkeit

Die Leuchtdichte der Röhren wird mit Fotowiderständen gemessen, deren spektrale Empfindlichkeitsverteilung durch Korrekturfilter der Augenempfindlichkeit angepaßt ist. Zur Eichung dient ein vom ASMW beglaubigtes Leuchtdichteeichnormal.
Zur Bestimmung der Schirmfestigkeit wurde eine Methode angewandt, die ähnlich der üblichen Naßhaftungsprüfung für Settelschirme in Bildröhren ist [1]. Aus einer Düse mit definiertem Durchmesser (0,97 mm) wird Stickstoff aus einem feststehenden Abstand (3 mm) auf den trockenen Schirm geblasen. Als Maß für die Festigkeit gilt der Druck im Düsenrohr, der notwendig wäre, um den Schirm zu zerstören.

3. Diskussion

Die Experimente bestätigen den eingangs erwähnten Zusammenhang von Leuchtdichte und Festigkeit der Settelschirme, so daß man je nach technologischen Herstellungsbedingungen und späteren Einsatzbedingungen der Röhre das Optimum auswählen kann (Bild 1). Die Belegungsdichte der Leuchtstoffoberfläche mit Kaliwasserglas (Mol/m²) wäre eine Angabe, die für

Bild 1
Festigkeit bzw. Leuchtdichte in Abhängigkeit von der verwendeten Kaliwasserglasmenge für Schirme mit 13 cm Dmr.



einen technologischen Ablauf nützlich wäre. Da jedoch die Bestimmung der Größe der Leuchtstoffoberfläche stark fehlerbehaftet ist, überträgt sich dieser Fehler auch auf diese Größe.
Der Leuchtstoffhersteller gibt eine Kornverteilung an, die nach der Andreasen-Methode [2] bestimmt wurde. Unter Annahme kugelförmiger Körner (diese Annahme ist bei Korngrößen im µm-Bereich gerechtfertigt und wird durch rastermikroskopische Aufnahmen gestützt) ergibt sich eine Oberfläche von 0,56 m²/g. Nach der Blainschen Methode [3] wurde nur eine Oberfläche von 0,33 m²/g gemessen. Da die rechnerische Methode von einer idealen Form ausgeht, wurde durch das Experiment ein noch größerer Oberflächenwert erwartet.
Die Festigkeit der Leuchtstoffschicht muß so groß sein, daß Beschädigungen durch kleine Einlagen vermieden werden. Außerdem ist während des Produktionsprozesses eine Stoßbeanspruchung der Röhren nicht zu vermeiden. Nur bei extremen mechanischen Belastungen durch den Benutzer muß der Leuchtstoffschirm so fest gemacht werden, daß man eine Beeinträchtigung der Helligkeit bei Meßvorgängen bemerkt. (In diesem Fall wird auch die Grenze der mechanischen Haltbarkeit der anderen Teile, z. B. Durchführungen, erreicht.)
Eine Verminderung der Emissionsfähigkeit des Leuchtstoffs kann auch andere Ursachen, wie geringste Verunreinigungen, falsche Röhrenbenutzung bzw. Reaktion des Leuchtstoffs mit der Luft [4] haben.
Unter Berücksichtigung der genannten Gesichtspunkte beträgt die optimale Belegungsdichte 0,15 bis 0,25 Mol Kaliwasserglas je m² Leuchtstoffoberfläche.

Eingegangen am 10. August 1981 NaA 8735

Literatur

[1] *Espe, W.:* Werkstoffe der Hochvakuumtechnik. Bd. III, Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1961, S. 1307
[2] *Batel, W.:* Korngrößenmeßtechnik. Berlin, Göttingen Heidelberg: Springer-Verlag 1960
[3] *Spohn, E.,* u.a.: Mahlfeinheit von Zement, Richtlinien für die Bestimmung. Düsseldorf: Verein Deutscher Zementwerke, Betonverlag. Zementindustrie (1967) 33, S. 9
[4] *Hoff, v. S.; Schneider, H. G.:* Zur Vergrauung von Oszillografenröhren. Nachrichtentech., Elektron. 29 (1979) 4, S. 174–175

Dr. rer. nat. *Siegfried von Hoff;* Dipl.-Ing. *Jochen Böhmel,* VEB Funkwerk Erfurt, 5010 Erfurt, Rudolfstr. 47

Leipziger Frühjahrsmesse 1983

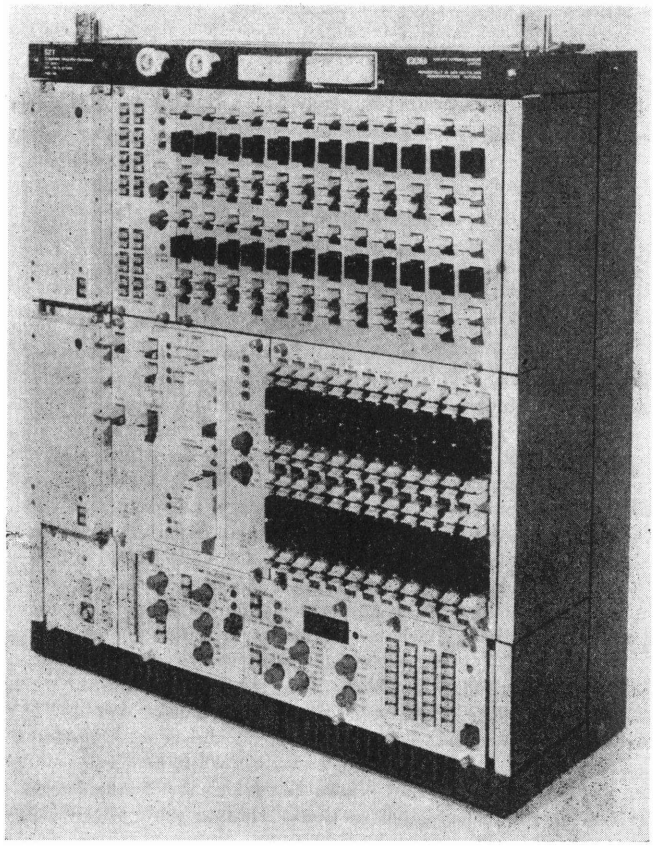
Neue technische Lösungen durch Mikroelektronik im Angebot der RFT Nachrichtenelektronik

Neue technische Lösungen, realisiert durch breite Anwendung der Mikroelektronik, belegen zur Leipziger Frühjahrsmesse 1983 den wissenschaftlich-technischen Fortschritt in der RFT-Nachrichtentechnik. Damit unterstützt der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik als Repräsentant der nachrichtentechnischen Industrie der DDR zugleich das Anliegen der Leipziger Messe des Jahres 1983, unter dem zentralen Thema „Programmierte Effektivität durch Mikroelektronik" den erreichten Stand in der Anwendung der Mikroelektronik in allen technischen Angebotsbereichen sichtbar zu machen. Die Ergebnisse verstärkten Einsatzes der Mikroelektronik finden nicht nur in erhöhter Zuverlässigkeit und Effektivität, verringertem Volumen und reduzierter Masse sowie vermindertem Energiebedarf, sondern auch in neuen Leistungsmerkmalen und Anwendungsmöglichkeiten der Erzeugnisse ihren Ausdruck.

Das Messeangebot des Kombinats, das an traditioneller Stelle in Halle 15 ausgestellt wird, steht im Zeichen weiterer Digitalisierung der RFT-Nachrichtenelektronik. Das Erzeugnisangebot erfolgt in gewohnter Weise anwenderbezogen im Rahmen von sechs Ausstellungskomplexen.

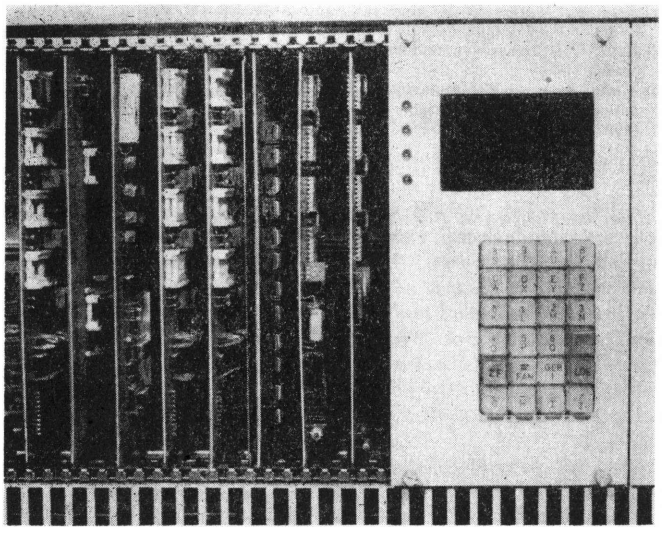
Der Angebotskomplex RFT-Landtelefonie, geprägt durch das für die Versorgung von kleinen und mittleren Netzgruppen in ländlichen Gebieten bestimmte UHF/VHF-Radiotelefoniesystem, erhält seinen besonderen Akzent durch eine neue vollelektronische digitale Vermittlungszentrale (Bild 1). Diese mikrorechnergesteuerte digitale Telefonzentrale OZ 100 D für maximal 100 Anschlußeinheiten ist vorzugsweise für die fernsprechtechnische Versorgung ländlicher Gebiete bestimmt.

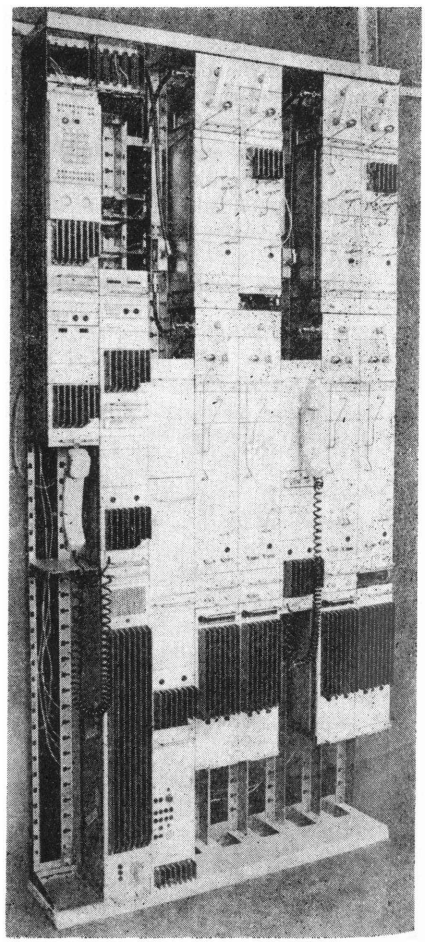
Sie ist z. B. als selbständige Ortsvermittlungsstelle (Landzentrale), als Teilvermittlungsstelle oder als Satellitenzentrale (Unterzentrale) mit Internverkehr einsetzbar. Auf Grund ihrer Konzeption läßt sie sich problemlos in das weltweite Kommunikationsnetz einfügen. Ihre Anschaltung an bestehende Vermittlungsstellen erfolgt unter Beachtung des Dämpfungs- und Numerierungsplanes über Verbindungsleitungen oder über einen PCM 30-Trakt. An die Zentrale lassen sich übliche Fernsprechapparate mit Nummernschalter oder MFC-Tastenwahl sowie Münzfernsprecher mit 16-kHz-Zählimpulsübertragung, ebenfalls in Tastenwahl- oder Nummernschalterausführung, anschließen. Insgesamt bietet die Zentrale Anschlußmöglichkeit für 96 Fernsprechteilnehmer und zusätzlich für ein Diensttelefon, dem besondere Berechtigungen zugewiesen werden können. Von besonderem Vorteil ist, daß sich die Anzahl der maximal möglichen Extern- und der maximal möglichen Internverbindungen automatisch gegeneinander verschiebt und sich so den zeitlich schwankenden Verkehrsangeboten anpaßt.



2

1





3

Zu den Hauptmerkmalen der digitalen Vermittlungszentrale OZ 100 D, die eine neue Generation von Fernsprechvermittlungseinrichtungen repräsentiert, gehören das zeitgeteilte Durchschalteprinzip, die modulare Struktur der Software, die eine einfache Realisierung kundenspezifischer Steuerungsvarianten ermöglicht, die raumsparende Bauweise u.a. durch Einsatz hochintegrierter Schaltkreise sowie hohe Betriebssicherheit durch die Dopplung von Mikrorechner und Stromversorgung.

Den Teilnehmern werden zahlreiche neue Leistungsmerkmale geboten, deren Umfang sich durch den modularen Charakter der Software entsprechend den jeweiligen Erfordernissen festlegen läßt. Den Nachrichtenverwaltungen schließlich bietet die OZ 100 D kurze Montage- und Inbetriebnahmezeiten sowie geringen Aufwand für Wartung und Betriebsdienst.

Zur Realisierung von drahtlosen Zubringerlinien zwischen Überleiteinrichtungen und Basisfunkeinrichtungen von Radiotelefoniesystemen wird vom VEB Robotron-Elektronik Radeberg als Neuentwicklung eine digitale Richtfunkeinrichtung (PCM 10-400/800) ausgestellt. Sie arbeitet im 400-MHz- bzw. 800-MHz-Bereich und ermöglicht die Übertragung digitaler Informationen mit einer Bitrate von 704 kbit/s. In Verbindung mit dem in die Richtfunkeinrichtung integrierten Multiplexer stehen damit 2 bis 10 digitale Kanäle mit einer Bitrate von je 64 kbit/s zur Verfügung.

Im System der RFT-Landtelefonie ist nunmehr die Möglichkeit der Datenübertragung gegeben. Sie wird erstmalig auf der Messe durch elektronische Fernschreiber der RFT-Gerätefamilie F 1000 in Verbindung mit einer neuen digitalen Telegrafie-Einrichtung (SZT) vorgeführt und ist ein Exponat des Ausstellungsbereiches Digitale Übertragungstechnik, dessen Kernstück das Übertragungssystem PCM 30/120 mit Lichtleitertrakt ist (Bild 2).

Die zeitgeteilte Telegrafieübertragungseinrichtung SZT ermöglicht die Übertragung von Telegrafie- und langsamen Datensignalen über HF-Kabel, TF-, PCM- und Richtfunkkanäle. Mit ihren Komponenten lassen sich alle Anforderungen erfüllen, die von Post- und Fernmeldeverwaltungen an entsprechende Telegrafie- und Datennetze gestellt werden. Das Gerätesystem ermöglicht die Übertragung zwischen Teilnehmern und Vermittlungseinrichtungen, zum anderen zwischen Vermittlungseinrichtungen und darüber hinaus auf Standverbindungen zwischen Teilnehmern. Die Telegrafie- und Datenkanäle werden geschwindigkeits- und codeabhängig von 50 bis 300 Bd in Bündeln über Sprachkanäle übertragen. Die Teilnehmerheranführung erfolgt transparent von 0 bis 300 Bd über Anschlußleitungen.

Die zeitgeteilte Telegrafieübertragungseinrichtung zeichnet sich durch hohe Flexibilität für verschiedene Einsatzfälle infolge Systemprogrammierung sowie weitestgehende Digitalisierung aller Verarbeitungsvorgänge aus. Gegenüber herkömmlichen Wechselstromtelegrafiesystemen wird durch bessere Ausnutzung des Übertragungsweges nahezu eine doppelte Übertragungskapazität (46 Kanäle gegenüber 24 Kanälen) erreicht. Ausdruck des reduzierten Volumens ist die Unterbringungsmöglichkeit von 460 Kanälen in einem Gestell von 2600 mm Höhe gegenüber bisher 72 Kanälen. Es sind ferner die hohe Zuverlässigkeit und vollständige Wartungsfreiheit zu erwähnen, die nicht zuletzt durch den breiten Einsatz leistungsarmer integrierter CMOS-Technik gewährleistet werden, sowie die modernen Prüfmethoden durch interne Prüf- und Überwachungseinrichtungen.

Eine weitere Neuheit im Angebotskomplex der digitalen Übertragungstechnik ist eine digitale Richtfunkeinrichtung (PCM 120-2000) aus dem VEB Robotron-Elektronik Radeberg (Bild 3). Damit lassen sich 8448 kbit/s (entsprechend 120 Fernsprechkanälen) übertragen; sie arbeitet im 2-GHz-Bereich. Außerdem wird in diesem Komplex ein neuer Wobbelmeßplatz für 2 GHz vorgestellt.

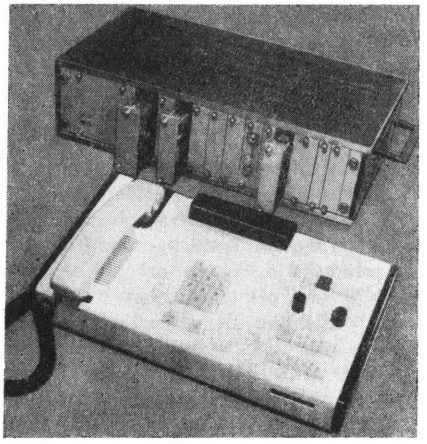
Im Ausstellungskomplex Funknetze wird über die kommerzielle RFT-Funksende- und Empfangstechnik für den kurzfristigen Aufbau stabiler Nachrichtenverbindungen sowie über das Sortiment anlagenbezogener Meßtechnik informiert. Als neue Ergänzungseinrichtungen für bestehende oder projektierte Funkanlagen bzw. Funknetze, insbesondere für das Kurzwellen-Sendesystem KSS 1300, wird eine Aktive Antenne (KAA 1000) angeboten.

Für die Rationalisierung von Arbeits-, Transport- und Umschlagprozessen bietet der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik im Ausstellungsbereich „RFT universell" moderne elektronische Kommunikationssysteme auf der Basis der UKW-Verkehrsfunktechnik, der Fernschreibtechnik, der Wechselsprechtechnik, der Elektroakustik und der Fernbeobachtungstechnik an. Zu den Messeneuheiten im Programm der UKW-Verkehrsfunktechnik gehören eine Sende-Empfangsstation (UGZ 75) sowie als Einrichtungen für die Bedienung und Kontrolle ortsfester Sende-Empfangs-Stationen ein Bedienpult (UBZ 75) (Bild 4) und ein Zusatzgerät (UZZ 75). Als neue Kommunikationsmittel für spezielle nachrichtentechnische Belange in Wirtschaft, Industrie und Verkehr werden die Dienstverbindungsgeräte (DVG 1, DVG 5 und DVG 10 Bild 5) angeboten. Diese transportablen Drahtnachrichtenmittel mit 1, 5 und 10 Anschlußleitungen ermöglichen den Aufbau von stern-, maschen- und linienförmigen Netzstrukturen. Sie arbeiten u.a. mit Geräten der Ortsbatterietechnik sowie mit zentralgespeisten Vermittlungseinrichtungen zusammen.

Neue Varianten von Fernsprech-Endgeräten, darunter Telefone mit 10fach Kurzwahl, ergänzen das Angebot.

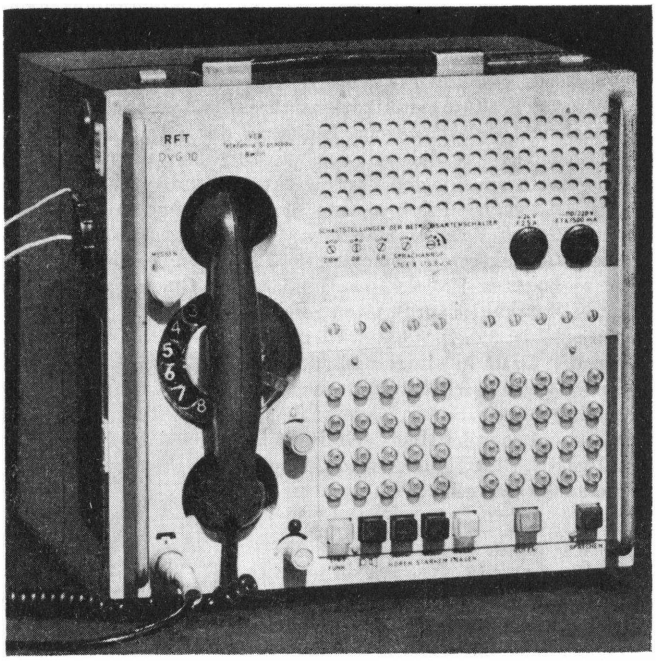
Der Ausstellungskomplex RFT-Tonstudio, in dessen Mittelpunkt das Studiomischpult MP 4084 steht, macht mit der umfangreichen Erzeugnispalette der RFT Tonstudiotechnik bekannt.

Beispiele des mobilen Einsatzes nachrichtentechnischer Erzeugnisse werden in dem auf dem Freigelände befindlichen Ausstellungskomplex Mobile Nachrichtentechnik gegeben. Gezeigt werden ein LKW und ein Taxi, ausgerüstet mit UKW-Verkehrsfunktechnik.



4

5



Mit der Fernsehleseeinrichtung FLE 1010 wurde für den beruflichen und außerberuflichen Lebensbereich sehschwacher Personen ein technisches Hilfsmittel geschaffen. Es ermöglicht das Lesen stark vergrößerter Schriftvorlagen auf einem Fernbildschreiber. Zusätzlich ist der Empfang von Sendungen des öffentlichen Fernsehens möglich.
Die Fernsehleseeinrichtung besteht aus dem Fernbildschreiber FB 4013 und einem Gestellaufbau, in dem die Fernsehkamera TFK 500.51, eine elektromotorisch betriebene Variooptik zur stufenlosen Vergrößerungsregelung, ein Koordinatentisch zur Aufnahme der Schriftvorlage, eine Beleuchtungseinrichtung und die Bedienelemente enthalten sind. Letztere sind mit einer Hand bedienbar. Der Koordinatentisch ist in zwei horizontalen Achsen beweglich, wobei die jeweilige Zeilenhöhe arretierbar ist, um eine exakte Führung in der Zeilenrichtung zu gewährleisten. Dadurch läßt sich die Vorlage Wort für Wort und Zeile für Zeile erfassen. Es ist wahlweise positive oder negative Bildwiedergabe sowie elektronische Kontrastverstärkung möglich (s. Nachrichtentechnik Elektronik 32 (1982) 4, S. 139–141).
Das Messeangebot des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik enthält ferner eine umfangreiche Auswahl wissenschaftlich-technischer Leistungen. In das Angebot an Lizenzen und technischem sowie technologischem Know-how sind nachrichtentechnische Spezialschaltkreise in Hybridtechnologie einbezogen. Außerdem stellt der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik Anwenderlösungen und Exponate im Rahmen des Messeangebots anderer Industriekombinate der DDR vor, so eine UIC-Reisezuganlage als Leistungsbeispiel der RFT-Elektroakustik in einem Waggon des VEB Kombinat Schienenfahrzeuge und Erzeugnisse der UKW-Funktechnik in TAKRAF-Kranen und FORTSCHRITT-Landmaschinen. Aus der Konsumgüterproduktion des Kombinats werden in der Branche Rundfunk und Fernsehen im Messehaus „Handelshof" das Sortiment an Lautsprechern und Lautsprecherboxen sowie ein neuer Rundfunk-Taschenempfänger, in der Branche Foto-Kino-Optik im Messehaus Bugra eine neue elektronische Belichtungsuhr und im Bereich Meßelektronik des VEB Kombinat Robotron Stelltransformatoren, darunter ein neuer Kleinsparstelltrafo, ausgestellt.

Breites Angebot wissenschaftlich-technischer Ergebnisse

In Erkenntnis der großen Bedeutung, die einer weltweiten Kommunikation zukommt, wurde durch die UNO das Jahr 1983 zum Weltkommunikationsjahr erklärt. Dem Weltfernmeldewesen, organisiert in der International Telecommunication (ITU), als wesentlichem Fundament einer solchen weltweiten Kommunikation, entstehen daraus wichtige Aufgaben, dieses Anliegen zu unterstützen und zu fördern.
Aus diesem Grunde wandte sich die ITU auch an ihre Mitgliedsländer und -fernmeldeverwaltungen und an die Industrie mit der Bitte, durch die Errichtung von Pilotprojekten, durch Unterstützung und Beratung bei der Planung von Kommunikationssystemen und Nachrichtennetzen usw., d.h., durch die Bereitstellung eines breiten Spektrums an wissenschaftlich-technischen Ergebnissen, einen wirksamen Beitrag zur erfolgreichen Gestaltung des Weltkommunikationsjahres 1983 zu leisten.
Die nachrichtenelektronische Industrie der DDR befaßt sich bereits seit längerer Zeit mit solchen Aufgaben. Sie unterstützt durch gemeinsam mit den Fernmeldeverwaltungen der Einsatzländer entwickelte Pilotprojekte die Anstrengungen der ITU. Als markantes Beispiel moderner Kommunikation mit RFT-Nachrichtenelektronik in Netzen der Landtelefonie sei ein durch RFT realisiertes Projekt im Bundesstaat Guerrero der Vereinigten Mexikanischen Staaten genannt.
Neben solchen Pilotprojekten dient auch die Tätigkeit von Beratern der DDR in einigen Ländern der Übertragung vorhandener wissenschaftlich-technischer Erkenntnisse und Ergebnisse. So gibt es z.B. seit längerer Zeit eine sehr fruchtbare und intensive wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit zwischen dem Institut CIDET in Mexiko City und dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin.

Mit dem Bestreben, die errungene politische Unabhängigkeit ökonomisch und sozial zu festigen, verbindet sich in vielen Ländern die Notwendigkeit der schnellen wirtschaftlichen Erschließung, verbunden mit dem schrittweisen Aufbau einer eigenen, nationalen Industrie. In den meisten Fällen wird dazu die Unterstützung durch Industriestaaten notwendig sein, um das erforderliche Tempo zu erreichen. Auch auf diesem Gebiet verfügt die nachrichtenelektronische Industrie der DDR über Erfahrungen. Sie unterbreitet interessierten Partnern ein weitreichendes Angebot wissenschaftlich-technischer Ergebnisse, das sich in folgenden Schwerpunkten zusammenfassen läßt:

— Vergabe von Lizenzen für konstruktive und technologische Entwicklungen, Bereitstellung von Know-how und Einführungsunterstützung
— Consulting-Leistungen, Beratertätigkeit und wissenschaftlich-technische Unterstützung, Schulungsleistungen
— ingenieurtechnische Leistungen, wie Netzplanung, Netzstudien u.a.
— Bereitstellung von Software-Paketen
— Errichtung von Pilot- und Versuchssystemen
— Entwicklung und Bereitstellung von spezifischer Forschungstechnik, Entwurf von kundenspezifischen Schaltkreisen, Designing u.a.m.

Sie hofft, damit einen Beitrag zur erfolgreichen Gestaltung des Weltkommunikationsjahres der UNO 1983 leisten zu können.

Vortragsveranstaltungen

RFT-Nachrichtenelektronik durch Mikroelektronik · Digitaltechnik — Mikrorechentechnik
programmiert in der Effektivität,

ist das Leitmotiv, unter dem sich der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik am wissenschaftlich-technischen Veranstaltungsprogramm der Leipziger Frühjahrsmesse 1983 beteiligt.

Am internationalen wissenschaftlichen KDT-Kongreß

Effektive Rationalisierung und Automatisierung durch Mikroelektronik

beteiligt sich das Kombinat mit einem Vortrag zum Thema:

Einsatz der Mikroelektronik in speziellen RFT-Geräten der Informationseingabe und -ausgabe.

Am anwenderorientierten Vortragsprogramm des Leipziger Messeamtes mit Vorträgen zu folgenden Themen:

Dienstag, 15. März 1983, Messegelände Halle 7, Raum 2

13.45 Uhr Digitale RFT-Telegrafie- und Datenübertragungseinrichtung SZT
14.45 Uhr Komplexe Lösungen der RFT-Fernbeobachter- und Überwachungstechnik
15.45 Uhr Anwendung des RFT-Meßplatzes FSM 11 in der Feldstärke- und Funkstörmeßtechnik
16.45 Uhr Hybridschaltkreise — moderne Komponenten für die RFT-Nachrichtentechnik

Dienstag, 15. März 1983, Messegelände Halle 7.11, Nordflügel, Raum 5

9.30 Uhr RFT-Funktechnik zum Aufbau kompletter Funknetze
10.30 Uhr Die stationäre Technik des RFT-UKW-Funksprechsystems U 700
11.30 Uhr Die vollelektronische RFT-Endzentrale OZ 100 D — eine moderne digitale Vermittlungseinrichtung für ländliche Fernmeldenetze
12.30 Uhr RFT-Pulscodemodulations-Übertragungssysteme zur digitalen Nachrichtenübertragung

NaK 9015

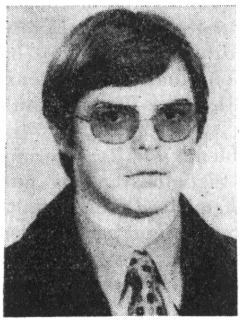
Dissertationen

Untersuchungen zum Mikrorechnereinsatz für den Nachweis von Drifterscheinungen unter Verwendung ausgewählter statistischer Analyseverfahren

Von *Alexander Rothe*. Dissertation A an der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät des Wissenschaftlichen Rates der Humboldt-Universität zu Berlin. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. *R. Warnke*. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. habil. *H. Hart*, Prof. Dr.-Ing. *H.-J. Dubrau*, Prof. Dr. sc. techn. *D. Schmidt*

Umfangreiche Datensätze aus diskontinuierlichen Produktionsprozessen erfordern vielseitig anwendbare statistische Auswerteverfahren, die, in On line-Analysatoren realisiert, dem Technologen eine unmittelbare Prozeßkontrolle ermöglichen. Nach vorangegangenen Untersuchungen wurde zur Beschreibung des stochastischen Verhaltens das Verteilungsdichtesystem nach *Pearson* empfohlen, das durch die ersten vier statistischen Momente eindeutig beschreibbar ist.
Es wurde ein Zusammenhang zwischen der Nachweisempfindlichkeit und dem erforderlichen Tiefpaßverhalten des Analyseverfahrens hergestellt und eine Methode zur Bestimmung der günstigsten Breite des Auswerteintervalls vorgestellt. Dem schließt sich ein Vergleich von Analyseprinzipien an, bei dem die Leistungsfähigkeit des gleitenden Verfahrens und der exponentiell gewichteten Prinzipien nach dem Kriterium der minimalen Fehlerquadrate gegenübergestellt wurden. Unter Verwendung eines iterativen Vergessensfaktors und einer Korrekturfunktion, die den dynamischen Fehler zu Beginn der Analyse kompensiert, wurde gezeigt, daß günstige Eigenschaften bezüglich des Nachweises von Drifterscheinungen erreichbar sind.
Besondere Bedeutung haben im Rahmen der vorliegenden Arbeit die Untersuchungen an Momentenanalysatoren. Dabei wurden im wesentlichen drei Gerätekonzeptionen hinsichtlich des Hard- und Software-Aufwands, der Rechenzeit und des Analysefehlers verglichen. Im Ergebnis wurde die nicht beeinflußbare Nachweisempfindlichkeit und der relativ große Analysefehler eines analog-digitalen Geräts bemängelt sowie die prinzipielle Eignung einer mikroprozessorgestützten Variante herausgearbeitet. In einer dritten Variante wurden unter Beachtung der vorliegenden industriellen Bedingungen die Einsatzmöglichkeiten für festprogrammierte Rechnerschaltkreise geprüft und für die Anwendung in einem Analysator empfohlen. Sie ermöglichen es, bei minimalem Soft- und vertretbarem Hardware-Aufwand das Analyseverfahren mit exponentieller Wichtung zu verwirklichen. Das Gerät zeichnet sich durch einfache Bedienbarkeit aus und ermöglicht auf Grund der Kompatibilität zum ESDM 31 On line-Analysen für unterschiedliche industrielle Prüfmerkmale. Der Neuheitswert erstreckt sich auch auf das Analyseverfahren und ist durch ein Patent geschützt.
Der Einfluß des Vergessensfaktors und der Korrekturfunktion konnte experimentell nachgewiesen werden. Während der Erprobung des Momentenanalysators wurden Untersuchungen an industriellen Datensätzen vorgenommen. Dabei konnte die geforderte Analysegenauigkeit experimentell bestätigt und die Zeit- bzw. Indexabhängigkeit der statistischen Kenngrößen für verschiedene simulierte Intervallbreiten nachgewiesen werden.

NaK 8916



Dr.-Ing. *Alexander Rothe* (30) begann nach zwei praktischen Jahren in der Entwicklungsabteilung eines Kombinats von 1972 bis 1976 das Studium an der Sektion Elektronik der Humboldt-Universität zu Berlin. 1976 diplomierte er auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik mit dem Thema „Zur zeitoptimalen Dimensionierung von Regelkreisen". Danach war er bis 1980 wissenschaftlicher Assistent im Bereich Meßtechnik/Konstruktion der Sektion Elektronik. Nach einem Praxiseinsatz schloß er 1982 das Promotionsverfahren ab. Seitdem arbeitet er als wissenschaftlicher Sekretär des Sektionsdirektors der Sektion Elektronik.

Untersuchungen zur Anwendung der Digitalsimulation in der Zuverlässigkeitstheorie und deren praktische Realisierung in einem Rechenprogramm

Von *Roland Spannaus*. Dissertation A an der Fakultät für Technik und Naturwissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. techn. *R. Richter*. Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. *K. Fischer*, Prof. Dr. sc. techn. *H. Krampe*, Dr.-Ing. *H.-B. Bemmann*

Ausgehend von den bisher gebräuchlichen Methoden zur Berechnung von Zuverlässigkeitskenngrößen wurden ihre Einschränkungen für die praktische Anwendung und die Notwendigkeit der Methode der Digitalsimulation begründet. Eine Analyse zeigte, daß die Digitalsimulation für die Bedienungstheorie zur Lösung komplizierter Probleme vorteilhaft angewandt wird, für die Zuverlässigkeitstheorie jedoch selten. Die Ursache dafür ist im hohen Aufwand an Rechenzeit zum Nachweis geringer Wahrscheinlichkeiten zu finden.
Ausgehend von dieser Analyse wurde ein Transformationsverfahren entwickelt, durch das selten eintretende Ereignisse mit einem Wichtungsfaktor belegt werden. Das Verfahren ist für fast alle Verteilungsfunktionen geeignet und hat keine Unstetigkeitsstellen. Um eine effektive Anwendung der Digitalsimulation zu ermöglichen, war es notwendig, ein allgemein anwendbares Rechenprogramm zu erstellen. Dadurch sind vom Nutzer keine Programmierarbeiten erforderlich.
Für die Modellbildung wurde der Zustandsgraph verwendet, der gegenüber der Anwendung für die Markov-Modelle modifiziert und erheblich erweitert wurde. Zur Beschreibung des Modells wurden die im System möglichen Ereignisse verwendet. Dazu wird von jedem Ereignis angegeben:

— Aus welcher Grundgesamtheit wird die Menge der Ereigniszeitpunkte gebildet (Verteilungsfunktion, Parameter)?
— Wann ist das Ereignis zu erzeugen?
— Welche Zustandsänderungen bewirkt das eintretende Ereignis?

Zusätzlich ist es möglich, Abhängigkeiten zwischen den Ereignissen zu berücksichtigen und kleinere Systeme zu untersuchen.
Die Grundlage für die statistische Auswertung bilden die Zustände des Modells. Für die Zustände können

— die Häufigkeit des Eintretens in den Zustand
— die Verweildauer im Zustand
— der Zeitabstand zwischen Verlassen und erneutem Eintreten in den Zustand
— die Wahrscheinlichkeit, daß sich das Modell in diesem Zustand befindet

erfaßt werden. Dabei kann der Vorlauf der Kenngrößen in Abhängigkeit der Betriebszeit des Systems ermittelt werden. In weiteren Kapiteln sind ausgewählte Probleme der rechentechnischen Realisierung und Ergebnisse der Simulation einfacher Beispiele erläutert. Das Rechenprogramm wurde in FORTRAN geschrieben und auf der EDVA ES 1040 angewendet. Es benötigt etwa 100 K Hauptspeicher. Die Rechenzeit ist von der Anzahl der insgesamt erzeugten Ereignisse abhängig. In den Anlagen sind die Eingabevorschrift, ein Fehlerverzeichnis und die Anwendungsbedingungen erläutert.

NaK 8931

Dr.-Ing. *Roland Spannaus* (31) lernte von 1968 bis 1971 den Beruf eines Elektromechanikers mit Abitur. Von 1971 bis 1974 absolvierte er seine Dienstzeit bei der NVA und begann noch im selben Jahr mit dem Direktstudium an der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik, Fachrichtung Informationselektronik. Seit 1977 arbeitet er als wissenschaftlicher Assistent in der selben Sektion.

Buchbesprechungen

Digitale Signalverarbeitung

Von *G. Meyer*

Berlin: VEB Verlag Technik 1982. 1. Auflage. 360 Seiten, 175 Bilder, 29 Tafeln, Pappband, 48,— M

Auf allen Gebieten der Informationstechnik gewinnt die digitale Signalverarbeitung rasch an Bedeutung. Auf der Basis von mikroelektronisch realisierten Computer-Bausteinen werden immer mehr ursprünglich der Analogtechnik vorbehaltene Aufgaben in günstiger Weise durch digitale Systeme gelöst; als Beispiel seien digitale Filter, Regler, Interpolatoren und Generatoren genannt. Diesem Trend trägt das vorliegende Buch Rechnung. Der Autor will den Leser mit den theoretischen Grundlagen vertraut machen, die zur effektiven Berechnung, zum Entwurf und zur Realisierung von linearen Systemen, zur Erzeugung und Verarbeitung von diskreten Signalen benötigt werden.
Im 1. Teil (etwa 100 Seiten) werden die theoretischen Grundlagen entwickelt, wobei eine algebraisch begründete Operatorenrechnung für diskrete Signale zugrunde gelegt wird.
Im 2. Teil (etwa 125 Seiten) werden die wichtigsten Methoden zum Entwurf von ein- und mehrdimensionalen digitalen Filtern beschrieben. Dabei werden sowohl die direkten Verfahren im Frequenz- und Zeitbereich als auch die ein analoges Referenzfilter benutzenden Verfahren, einschließlich des Wellendigitalfilterkonzepts, berücksichtigt.
Im 3. Teil (etwa 85 Seiten) werden Probleme der Realisierung diskreter Systeme, z.B. die durch die Signalbegrenzung und -quantisierung entstehenden Effekte, behandelt. Der Abschnitt schließt mit einer Beschreibung konkreter Signalprozessoren und ihrer Anwendungsmöglichkeiten.
Im Anhang werden einige mathematische Grundlagen, insbesondere aus der Algebra und Matrizenrechnung, zusammengestellt. Das Buch hat hohes theoretisches Niveau und verwendet moderne mathematische Hilfsmittel zur Formulierung der technischen Sachverhalte. Dadurch gelingt es, alle möglichen linearen diskreten Systeme in einheitlicher und rationeller Weise zu beschreiben und zu berechnen. Darüber hinaus werden interessante Querverbindungen zur numerischen und technischen Simulation von kontinuierlichen Systemen sichtbar gemacht. Die knappe, mathematisch exakte Darstellungsweise erfordert vom Leser eine aktive, konzentrierte Mitarbeit. Die vielen zur Illustration der Theorie eingefügten Beispiele helfen ihm dabei. Das Buch ist den Studenten der höheren Semester, insbesondere in den Fachstudienrichtungen Informationstechnik, Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik sowie den in der Praxis tätigen Diplomingenieuren, die sich mit dem Einsatz von Signalprozessoren und anderen integrierten Bausteinen der Mikroelektronik beschäftigen, sehr zu empfehlen. Das Buch wird einen wesentlichen Beitrag zur Schaffung des theoretischen Vorlaufs für die breite Anwendung der Mikrorechentechnik zur digitalen Signalverarbeitung leisten.

P. Vielhauer NaB 517

Digitale Systeme

Grundlagen

Von *G. Wunsch* und *H. Schreiber*

Berlin: VEB Verlag Technik 1982. 1. Auflage.
216 Seiten, 86 Bilder, Leinen, 24,— M

Mit der Entwicklung der Mikroelektronik sind in den Anwendungen vor allem die Verfahren der binären und digitalen Informationsverarbeitung gegenüber den analogen Verfahren in den Vordergrund getreten.
Systeme, die Signale mit endlichen Alphabeten und Wertmengen zeitdiskret verarbeiten, erfordern einen eigenen mathematischen Apparat zur analytischen Erfassung ihrer Arbeitsweise. Diesen Apparat auf algebraischer Basis zu entwickeln und anwendungsbereit dem Leser nahezubringen, ist das Anliegen der Autoren des vorliegenden Buches.
Der Stoff ist in die drei Hauptabschnitte
- Algebra
- Digitale Systeme und
- Linearer Automat

unterteilt.
Im ersten Abschnitt werden die Grundlagen der Mengentheorie behandelt und algebraische Strukturen auf der Basis von Relationen, Abbildungen und Operationen dargestellt. Der zweite Abschnitt behandelt die Boolesche Algebra und deren Anwendung zur Beschreibung von Struktur und Funktion kombinatorischer und sequentieller Automaten. Im dritten Abschnitt werden zunächst die Grundbegriffe des linearen Vektorraumes und des endlichen Körpers besprochen. Anschließend erfolgt die Anwendung der bereitgestellten Grundlagen auf die Analyse und Synthese linearer Automaten.
Bei aller Wahrung mathematischer Exaktheit ist das Buch sehr anschaulich geschrieben und auch für einen Leser mit weniger mathematischen Vorkenntnissen leicht lesbar. Der sorgfältige didaktische Aufbau wird zusätzlich durch insgesamt 111 Übungsaufgaben mit ausführlichen Lösungen am Ende des Buches unterstützt.
Obwohl die Autoren an verschiedenen Stellen den Bezug zur praktisch ausgeführten bzw. ausführbaren Schaltung herstellen, ist der vorliegende Band hauptsächlich als Grundlagenlehrbuch angelegt. Er ist sowohl zum Selbststudium als auch zum Gebrauch neben entsprechenden Vorlesungen sehr gut geeignet. Wer allerdings eine kochrezeptartige Zusammenstellung von Schaltungen und Systemen zur Lösung von Teilproblemen erwartet, wird sie hier nicht finden. Wer sich aber als angehender oder bereits praktisch tätiger Ingenieur auch nur im Ansatz für theoretische Grundbezüge und Hintergründe interessiert und Digitaltechnik auf exakter wissenschaftlicher Grundlage beschreiben möchte, wird aus der Lektüre dieses Buches Nutzen ziehen und Anregungen für eigene weiterführende Studien erhalten.

W. Schwarz NaB 518

Lexikon der Kybernetik

Band S — Z

Hrsg. *G. Laux*

Berlin: Akademie-Verlag 1981
589 Seiten, 97 Bilder, Leinen, 55,— M

Mit dem vorliegenden letzten Band ist das vierbändige Nachschlagewerk vollständig erschienen. Erfaßt sind in diesem Teil die Schlagworte „Sachgebietsorientierte Programmsysteme" bis „Zykluszeit". Wie schon in den vorangegangenen Bänden werden Begriffe aus allen wichtigen Gebieten der Kybernetik textlich, gesetzmäßig und „bildlich" in Kurzform beschrieben. Neben allgemein logischen Themen, z.B. der Semantik in verschiedenen Aspekten, stehen theoretische Grundlagen, u.a. charakterisiert durch die Schlagworte Signaltrennung bei Vorhandensein von Rauschen, Spiel und Spieltheorie, Sprache, Statistik, Steuerungssystem, Struktur und Strukturtheorie, System und Systemtheorie, Wahrscheinlichkeit und Wahrscheinlichkeitstheorie, Zufallsgröße und Zufallsprozeß, im Mittelpunkt. Integriert in die Darstellung sind Beiträge zur Rechentechnik im weitesten Sinne. Erläutert werden z.B. in diesem Zusammenhang Begriffe wie Sichtgerät, Simulation, Software, Speicher, Technische Diagnostik, Time-Sharing-Turing-Maschine, Übersetzer und verallgemeinerte Gradientenverfahren.
Das Lexikon der Kybernetik in vier Bänden ist sowohl für Fachleute (und solche, die es durch ein Studium werden wollen) als auch für Anwender (aus allen Disziplinen) ein fundiges Nachschlagewerk, das in Form kurzer Textbeiträge, die durch Gesetze und Strichzeichnungen vorteilhaft ergänzt werden, zu wichtigen Schlagworten Auskunft gibt. Der besondere Gewinn für alle Leser besteht darin, unkompliziert Zugang zu wesentlichen Begriffen zu erhalten. Zugleich sind zahlreiche Literaturquellen aufgeführt, die insbesondere sowjetisches Schrifttum rationell erschließen. Für die Leser, die sich in das Gesamtgebiet der Kybernetik einarbeiten wollen, sind zusätzlich die Angaben über Firmen, Institutionen, Organisationen und Zeitschriften nützlich, die unter ihrem Originalnamen alphabetisch einge-

ordnet sind. Für künftige Auflagen wird angeregt, zusätzlich moderne fachliche „Weltliteratur" — z.B. die Reihe „Benchmark Papers in Electrical Engineering and Computer Science" — aufzunehmen.
Besonderer Dank gilt dem aus mehr als 60 Spezialisten bestehenden Übersetzer-, Bearbeiter- und Autorenkollektiv der deutschen Ausgabe und dem Akademie-Verlag, die durch ihre mühevolle und gründliche Arbeit für einen großen Nutzerkreis Ergebnisse und Standpunkte der sowjetischen Kybernetik-Forschung zugänglich gemacht haben. *G. Fritzsche* NaB 505

Nichtlineare Schaltungen

Grundlagen, Berechnungsmethoden, Anwendungen

Von *R. Elsner*

Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1981.
136 Seiten, 113 Bilder, geheftet

In der gesamten Elektrotechnik ist die mathematische Untersuchung nichtlinearer Schaltungen eine reizvolle und schon jahrzehntelang verfolgte Aufgabe. Eine wesentliche Grundlage dazu wurde bereits um 1930 durch *R. Feldtkeller* und *W. Wolman* geschaffen. Damals sind auch schon die im Buch benutzten Begriffe „Gleichstrom- und Wechselstrom-Netzwerk" entstanden. Mit einem anspruchsvollen Untertitel stellt sich der Autor die Aufgabe, bekannt gewordene rechnerische „Methoden in einen Zusammenhang zu stellen", und er grenzt ein, „Das Buch ist (daher) weder anwendungsorientiert, noch betont es die mathematischen Lösungen der nichtlinearen Probleme". Hier sieht der Rezensent bereits bestimmte Widersprüche.
Inhaltlich sind Bauelemente mit nichtlinearen Kennlinien der Startpunkt, wobei Darstellungen mit Hilfe von Prinzipverläufen der Vorrang gegeben wird. Die mathematische Erfassung konzentriert sich auf die Methode des kleinsten quadratischen Fehlers, auf die Rektifikation und auf die harmonische Analyse. Danach wird die Analyse von Gleichstrom- und von Wechselstrom-Netzwerken besprochen. Das Einschwingverhalten nichtlinearer Schaltungen wird mit den hierfür bewährten Differentialgleichungen 1. und 2. Ordnung beschrieben. Außerdem werden auch in einer Auswahl grafische Lösungsmethoden einbezogen. Explizit wird eine Systemtheorie rückwirkungsfreier Übertragungsglieder entwickelt. Der mathematische Hintergrund ist dabei eine Potenzreihenentwicklung, die als Kalkül zur Berechnung nichtlinearer Probleme schon länger genutzt wird. Der theoretische Teil schließt mit einem kurzen Gedankenbild für eine nichtlineare Leitungs- und Vierpoltheorie. Zur Demonstration der Methoden werden in einem ausführlichen Abschnitt (etwa ein Drittel des Werkes) ausgewählte Anwendungen vorgestellt. Obwohl nur eine ganz bestimmte Auswahl geboten wird, entsteht für den Leser ein nützlicher Überblick. Insbesondere trifft das für die Bausteine Frequenzvervielfacher, Frequenzteiler, parametrische Schaltungen und die elektronische Steuerung von Schwingkreisen zu. Ausgeklammert hat der Autor Modulationssysteme, magnetische Verstärker und die Frequenzerzeugung durch negative Widerstände. Mit der Beschreibung nichtlinearer Verzerrungen durch quadratische und kubische Potenzsysteme schließt das Werk. Insgesamt ist der Titel als eine erste Einführung einzuschätzen. Für diesen Zweck gibt er eine Übersicht und betont bei Bezug auf physikalische Vorstellungen grundlegende Zusammenhänge. Dabei ist unverkennbar, daß die Nutzung der linearen Analysemethoden immer wieder als (pädagogisch) vorteilhaftes Ziel angestrebt wird. Für künftige Auflagen wird empfohlen, die schon zur beachtlichen Anwendungsreife gebrachten modernen numerischen Verfahren und Hinweise zur rechentechnischen Auswertung aufzunehmen. Dabei wäre es auch angebracht, deutlich zwischen Schaltung und (Netzwerk-)Modell zu unterscheiden. Ebenso wäre die Theorie der Volterra-Reihen auszubauen und der Begriff „steife Dgl." einzubeziehen. Hinweise zur Simulation sollten wegen der damit möglichen Anschaulichkeit und Variabilität nicht minder fehlen.
Der aufmerksame Leser wird trotzdem schon den Grundsatz: „Schaltung (Modell) so einfach wie möglich wählen, Analyse nur so genau wie nötig durchführen" erkennen und so praktikabel an die noch nicht konsolidierten und anspruchsvollen nichtlinearen Probleme herangeführt. *G. Fritzsche* NaB 494

TECHNIK-Literatur

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim **örtlichen Buchhandel** bestellen.

Fachkunde für Schweißer

Band 1:

Grundausbildung im Schweißen des Stahls

Autorenkollektiv unter der Leitung
von Dr.-Ing. *Günther Thieme*

17., durchgesehene Auflage,
240 Seiten, 217 Bilder, 50 Tafeln
Pappband 9,80 M

Bestell-Nr.: 552 6794 _____

Logischer Entwurf binärer Systeme

Prof. Dr. sc. techn. *Hans-Joachim Zander*

1. Auflage, 272 Seiten, 203 Bilder
Lederin 36,— M

Bestell-Nr.: 553 1040 _____

Sonnenenergie — eine Alternative?

Dr. sc. techn. *Ivan Boschnakow*

1. Auflage, 164 Seiten, zahlreiche Bilder
Leinen 12,— M

Bestell-Nr.: 553 1221 _____

Lineare Netzwerke

Operatorenrechnung — Leitungstheorie —
n-Tor-Theorie — Netzwerksynthese

Prof. Dr.-Ing. habil. *Peter Vielhauer*

1. Auflage,
296 Seiten, 252 Bilder, 3 Tafeln
Ganzleinen 23,— M

Bestell-Nr.: 553 0718 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

_____ _____

_____ _____

_____ _____

Name, Vorname — Anschrift mit Postleitzahl

Datum — Unterschrift

SOMMAIRE

Hälsig, C.

Le sélecteur. Phénomèmes de sélection dans les télécommunications et leur généralisation dans les systèmes cybernétiques. 1e partie

p. 92 – 95

En partant de l'état actuel du développement des composants sélectifs mécaniques ainsi que de quelques bases théoriques et généralisation de la sélection de fréquence dans les télécommunications, on présente une définition du „sélecteur" comme base d'une théorie générale de systèmes sélectifs. Les principes généraux de sélection sont classifiés par différents sélecteurs.

Möschwitzer, A.

Caractéristiques électroniques de transistors MOS gradués pour des circuits VLSI

p. 95 – 99

A l'aide de résultats de simulation par ordinateur on analyse les caractéristiques électriques (tension de seuil, caractéristiques courant-tension, courant „weak-inversion", courant „punch-through"). On présente des études sur la graduation réelle et sur les problèmes de la réalisation des structures VLSI.

Münzer, B.-G.; Mohr, P.

Un convertisseur A/D rapide avec entrée DMA pour le microcalculateur K 1520

p. 99 – 102

On traite le couplage avec un microcalculateur K 1520 d'un convertisseur A/D rapide avec un délai de conversion de 1 µs. L'entrée des données numérisées dans le RAM s'effectue par la méthode DMA. La synchronisation est fixée ou par le cycle DMA continu ou par un déclenchement externe. On présente les résultats de la conversion de signaux analogiques avec une fréquence maximale d'échantillonnage de 835 kHz.

Kissjov, J.

La commande de l'interface standard SIF ESER à l'aide d'un microcalculateur. 2e partie

p. 103 – 105

Vielhauer, P.

Description mathématique de la conversion de signaux par des systèmes linéaires non variables dans le temps

p. 105 – 108 et 113

Il est démontré que le calcul d'opérateurs selon *Mikusinski* constitue un complément efficace à la transformation de Laplace lorsqu'il s'agit d'étudier dans le domaine temporel des systèmes linéaires non variables dans le temps.

Möschwitzer, A.

Fondements de la microélectronique. 8e partie

p. 109 – 112

Harms, L.

La convolution numérique avec des méthodes de la théorie des nombres

p. 113 – 115

En partant de l'application de la transformation rapide de Fourier pour la convolution numérique, on présente de nouvelles transformations déviées de la théorie des nombres (NTT). Avec un choix approprié des coefficients de transformation on réalise une économie en temps de calcul et en capacité de mémoire comparé à la transformation rapide de Fourier. Parmi les transformations possible avec les méthodes de la théorie des nombres, on discute en détail celles avec le module de Ferma.

Müller, E.

La détermination d'après des données expérimentales des composantes cohérentes et non cohérentes de signaux dans un signal de réception aléatoire

p. 118 – 121

On décrit une méthode d'évaluation pour déterminer les paramètres de la fonction de distribution de la densité de probabilité selon Rice à partir de caractéristiques calculées de données expérimentaux. Elle est vérifié à l'aide de résultats de mesure hydroacoustiques pour l'analyse de la structure du sol. Les informations obtenues à partir des paramètres évalués sur les composantes cohérentes ou non cohérentes du signal ou sur le rapport signal/bruit peuvent servir de base pour une identification d'objets ou pour une réduction de grandeurs parasitaires.

Zühlke, W.

La transformation selon Karhunen-Loeve constitue-t-elle un optimum?

p. 121 – 124

Hoff, S. von; Böhmel, H.-J.

Le pouvoir d'adhésion d'écrans déposés

p. 125

Foire du Printemps Leipzig 1983

p. 126 – 128

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR – 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700: Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870332); Dipl.-Ing. *Christa Drawert*, Redakteur Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347); Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 2870348)
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR – 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS – Ustredni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 12505 Praha PNS, Ustred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141 – 167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR – 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR – 7010 Leipzig, Talstraße 29